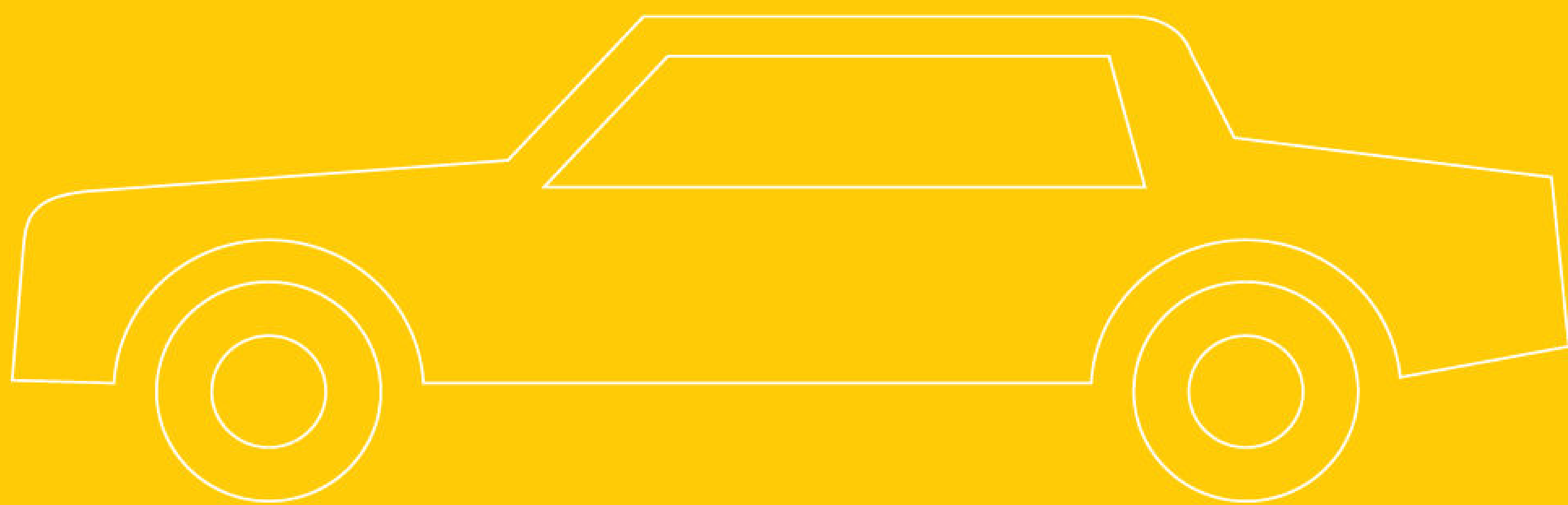


教育部高等学校机械类专业教学指导委员会规划教材

车辆工程、汽车服务工程

汽车电工电子技术（第2版）

王芳荣　王　鼎　主　编
王丽华　王幼林　副主编
刘　刚　主　审



清华大学出版社

教育部高等学校机械类专业教学指导委员会规划教材

汽车电工电子技术

（第 2 版）

王芳荣　王　鼎　主　编
王丽华　王幼林　副主编
刘　刚　主　审

清华大学出版社
北　京

内容简介

本书在满足教育部高等院校电工学课程指导组颁布的非电类电工学课程的基本要求的同时，从汽车类相关专业的知识需求出发，对传统内容进行了删减和修改，适当增加了一些电动汽车的新知识。同时在内容结构上也更利于学习者自学。本书内容包括电路分析基础、正弦交流电路、铁芯线圈与变压器、汽车中的电机、常用半导体器件、基本放大电路、集成运算放大器、数字电子电路和功率电子电路。

本书内容通俗易懂，实用性强，并将电工电子技术与汽车技术紧密结合。本书既可以供高等院校汽车类相关专业的本科、专科、高职等读者使用，也可以供远程教育、自学考试等汽车类专业的读者使用，还可供其他非电类专业读者和工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

汽车电工电子技术/王芳荣，王鼎主编. —2版. —北京：清华大学出版社，2018
(教育部高等学校机械类专业教学指导委员会规划教材)
ISBN 978-7-302-51617-0

Ⅰ. ①汽…　Ⅱ. ①王…　②王…　Ⅲ. ①汽车—电工技术—高等学校—教材　②汽车—电子技术—高等学校—教材　Ⅳ. ①U463.6

中国版本图书馆CIP数据核字(2018)第257801号

责任编辑：许　龙
封面设计：常雪影
责任校对：刘玉霞
责任印制：李红英

出版发行：清华大学出版社
　　网　　址：http://www.tup.com.cn，http://www.wqbook.com
　　地　　址：北京清华大学学研大厦A座　　**邮　　编**：100084
　　社 总 机：010-62770175　　**邮　　购**：010-62786544
　　投稿与读者服务：010-62776969，c-service@tup.tsinghua.edu.cn
　　质量反馈：010-62772015，zhiliang@tup.tsinghua.edu.cn
印 装 者：清华大学印刷厂
经　　销：全国新华书店
开　　本：185mm×260mm　　**印　　张**：21.5　　**字　　数**：519千字
版　　次：2009年11月第1版　2018年11月第2版　　**印　　次**：2018年11月第1次印刷
定　　价：55.00元

产品编号：079914-01

第2版前言
FOREWORD

《汽车电工电子技术》是普通高等院校汽车工程类规划教材。第1版自2009年出版以来,深受广大读者的欢迎和关注,被国内一些院校的相关专业选为教材使用,并被吉林省考试部门选为相关专业的指定考试教材。

时光荏苒,本书出版已有9年,这些年来电工电子技术及其应用都得到了飞跃发展,电工电子技术课程的教学改革、课程建设在不断地发展,使用者对本书的学习理解也在加深,并给我们提出了一些有益的建议,这些都使本书的再版迫在眉睫、势在必行。

本次再版,在满足"电工教学基本要求"并且不改变"紧密结合汽车技术的编写特色和创新"的前提下,主要做了以下内容的删减、增补及修改工作。

(1) 考虑到读者基础知识掌握程度的提高,删去了电阻的串并联、数制等与前置课程中知识重叠的一些内容;

(2) 考虑到可读性,对电机定子接线、运算放大器等进行了文字和图例的调整、修改;

(3) 考虑到与时俱进,对列出的集成电路芯片型号进行了更新,并在附录中增添了"汽车电工电子技术与汽车电控及维修技术常用术语中英文对照";

(4) 考虑到有利于部分读者复习考试的需求,补充了一些典型的练习题,并在书末增加了"部分练习题答案",给读者学习带来一定的帮助;

(5) 考虑到更有利于自学,对各章内容编写了详细的PPT课件,便于读者快速、系统、准确地掌握要点、难点,体现出本书的参考价值。

本书由吉林大学王芳荣、王鼎两位教授担任主编,王丽华、王幼林担任副主编,刘刚教授担任主审。担任编写工作的有:王鼎(内容简介、前言)、王幼林(第1章)、雷治林(2.1节、2.2节)、梁亮(2.3节、2.4节),尹成秋(第2章其余部分)、徐卓君(第3章)、吴微(第4章、第5章;部分练习题答案)、王丽华(第6章、第7章,第7~9章电子课件)、王芳荣(第8章、第9章;第1~6章电子课件)、廖方圆(附录)。

本书由长春工业大学的刘刚教授在百忙中抽出时间进行了审阅,并提出了修改建议,在此表示衷心的感谢!图书再版得到了清华大学出版社的大力支持,也得到了吉林大学电工电子教学中心其他同仁的大力帮助,在此一并表示感谢!

由于编者学识和水平有限,书中难免有不妥和疏漏之处,敬请使用本书的教师、学生和其他读者批评指正。

编　者

2018年8月

第 1 版前言

FOREWORD

本书是吉林大学电工电子教学中心的同事们及省内兄弟院校的同行，在近几年来的电工学课程教学改革实践的基础上，为搞好精品课建设且更加符合汽车类专业的技术需求而编写的。

本书在满足教育部高等院校电工学课程组颁布的非电类“电工学”课程的基本要求的同时，在内容结构和知识安排上都采用一些新颖的写法，从而使本书具有如下特色。

1. 本书在教材体系上虽然仍与通用的“电工电子技术”一致，但为了更符合汽车类专业的技术需求，采用了如下三种创新手段：①在具体内容的表述或举例上与汽车技术紧密结合。②在多章的最后都新增加了一节“电工电子知识在汽车中的应用”。③独辟一章，其题目为“汽车中的电机”，这不仅使本书具有密切结合汽车工业技术传授电工电子技术的特点，也可使学习者更好地完成从理论学习到工程应用的转换。同时填补了某些汽车类专业课程设置中从通用的“电工电子技术”跨越到汽车电控课的知识断层。

2. 本书尤其针对远程教育及自学考试等教育形式的特点，在内容结构上做了精心安排。在教材的每章前，都写有“学习要求”，使学习者能够充分了解学习中要掌握的主要知识要点，使学习目标明确，从而做到心中有数。而在每章之后都有重点与难点答疑、练习题和自我测验题三个板块。可使学习者对所学知识有一个深入的理解与提高，也更突出了学习者的主体性和主动性，进一步对学习效果有一个正确的评估，从而做到心中有数。

3. 随着石油资源的不断减少以及人们环保意识的提高，如何使汽车更节能或者开发电动汽车以及其他新能源汽车已不可避免地越来越受到人们的重视。而体现在这其中的汽车电工电子新技术内容的教材却几乎没有。作者从今后汽车电工电子技术的发展方向上，把功率电子电路、电动汽车的驱动电机及驱动控制等新型汽车所需的电工电子知识编入其中。这在汽车类“电工电子技术”教材建设上可谓先行一步。

全书由王芳荣、王鼎担任主编，王幼林、王丽华担任副主编，陈宗穆担任主审。其中担任编写工作的有：王幼林（1，2 章）、王芳荣（3，4，5，6，7 章）、梁亮（8.1 节，8.2 节）、雷治林（8.3 节）、王鼎（内容简介，前言）、赵梅（8.4 节）、王丽华（8.5 节，8.6 节，8.7 节，8.8 节，第 8 章重点与难点答疑和练习题）、王丹（9.1 节，9.2 节，9.3 节）、吴丽波（9.4 节，9.5 节，第 9 章重点与难点答疑和练习题）、廖方圆（附录）。

本书经湖南大学陈宗穆教授在百忙中抽出时间审阅，并提出了修改意见，在此表示衷心的感谢。

由于编者的学识水平有限，再加之时间上的原因，书中难免有不妥和疏漏之处，敬请读者批评指正。

编　者

2009 年 8 月

目　　录

CONTENTS

第 1 章

电路分析基础

学习要求：通过本章的学习，要求学习者应达到如下目标：

（1）掌握电路中的基本物理量的概念、单位换算及其参考方向；理解电路的三种工作状态、特点及电器设备的额定值；掌握理想无源、有源元件的物理性质与伏安特性；理解电位的概念及计算。

（2）掌握电阻串并联的特点及分析计算；掌握欧姆定律、基尔霍夫定律、叠加定理、戴维南定理，并会用它们进行分析计算。

（3）理解电路的稳态和暂态及时间常数的意义；了解暂态过程的分析方法。

1.1 电路的基本物理量及参考方向

电路是为能够实现某种需要，由若干电工元器件按一定方式相互联接起来的组合。

电路一般由电源（信号源）、负载和中间环节三部分组成。

电源（信号源）是将其他形式的能量或信号转换为电能或电信号的装置，例如汽车上有两个电源：一是蓄电池，它将化学能转换为电能；二是发电机，它将发动机旋转的机械能转换为电能，传感器将非电量信号转换为电信号等。

负载是取用电能，将电能转换为其他形式能量的装置。例如电动机将电能转换为机械能，扬声器将音频信号转换为声音等。

联接电源与负载之间的中间环节是传送、控制电能或电信号的部分，它包括联接导线、控制电器和保护元件（开关、熔断器）等。

电路的作用可分为两类：一类是实现能量的传输、分配和转换，例如在汽车前照灯（俗称大灯）电路中，电路将蓄电池或者发电机的电能送给负载前照灯，而前照灯将电能转换为光能；另一类是信号的传递与处理，例如在汽车发动机燃油喷射控制系统的电路中，传感器电路将反映发动机各种工况的非电量信号转换为电信号送给控制器（ECU），而控制器电路按照预先存储的控制程序对输入的电信号加以运算、判断、处理，最后输出控制信号送给喷油器，从而精确地控制喷油量。

在研究、分析电路时，首先要熟悉电路中的一些基本物理量。

1.1.1 电流及其参考方向

电荷在电场力作用下，作有规则的定向运动，形成电流。将单位时间内通过导体横截面

的电荷量定义为电流强度,用以衡量电流的大小。电流强度简称为电流,即

$$i=\frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} \quad 或 \quad I=\frac{Q}{t} \tag{1.1}$$

电流的单位是安[培](A)。当电流较小时也可用毫安(mA)或微安(μA)为单位,它们之间的换算关系为

$$1\mathrm{A}=10^{3}\mathrm{mA}=10^{6}\mu\mathrm{A}$$

分析电路时,除了要计算电流的大小外,同时还要确定它的方向。习惯上把正电荷运动的方向(或负电荷运动的相反方向)作为电流的方向,这种方向称为电流的实际方向,简称电流的方向。

电流的实际方向,在简单情况下是可以直接确定的。但在实际问题中,往往难以凭直观判断电流的实际方向。因此,为了解决这一困难,引入参考方向这个概念。

什么是电流的参考方向呢?我们知道,任何一段电路中的电流只有两种可能的流向,若任意选某一方向作为电流的方向,在电路图中用箭头表示,并以这个方向列电路方程或表达式、分析计算,那么这种人为规定的电流方向就称为电流的参考方向。

在规定参考方向后,电流可以用一个代数量表示,即它不仅有数值,而且包含了正、负号。按参考方向分析电路得出的电流为正值($i>0$),表明电流的参考方向与实际方向相同。反之,若得出的电流为负值($i<0$),则表明电流的参考方向与实际方向相反。因此,只有参考方向选定之后,电流之值才有正负之分。如图1.1所示,实线箭头代表参考方向,虚线箭头代表实际方向。

电流的参考方向标注方法有两种:一是在电路中,画一个实线箭头,并标出电流名称;二是用双下标表示,如I_{ab}表示从a点流向b点的电流。

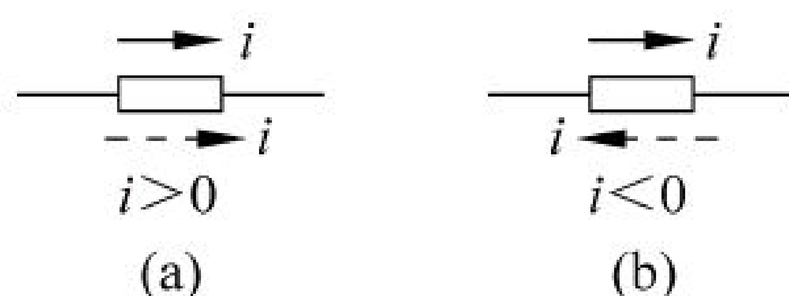


图1.1 电流参考方向与实际方向

1.1.2 电压及其参考方向

电场力把单位正电荷从a点移到b点所做的功,定义为a、b两点间的电压u_{ab},即

$$u_{ab}=\frac{\mathrm{d}w}{\mathrm{d}q} \quad 或 \quad U_{ab}=\frac{W_{ab}}{Q} \tag{1.2}$$

电压的单位可用伏[特](V)、千伏(kV)、毫伏(mV)等来表示。

在分析与计算电路时,同电流一样,电压也要任意选定其参考方向。按照所选定的参考方向分析电路,得出的电压为正值($u>0$),表明电压的实际方向与参考方向一致;反之,若得出的电压为负值($u<0$),则表明电压的实际方向与参考方向相反。

电路中表示电压的参考方向的方法有三种,a、b两点间电压的参考方向一是用箭头表示,二是用“+”“-”符号表示,三是书写时用带双下标的字母u_{ab}表示,如图1.2所示。对一个元件或一段电路上的电压参考方向和电流参考方向可以独立地任意选定。若电压和电流的参考方向相同,则把电压和电流的这种参考方向称为关联参考方向,如图1.3所示。

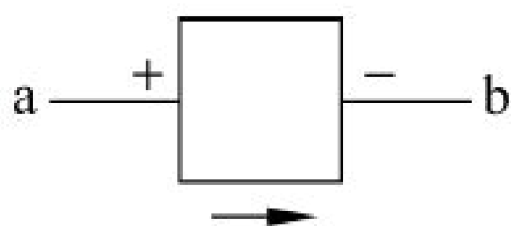


图1.2 电压的参考方向

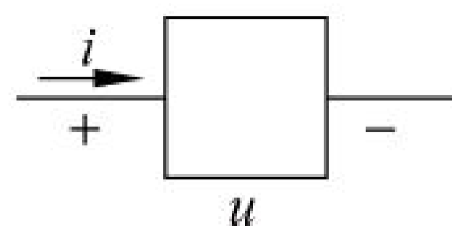


图1.3 电压和电流关联参考方向

1.1.3　电动势及其参考方向

电动势在数值上等于非电场力把单位正电荷由负极经电源内部移到正极所做的功。显然，电动势的单位也是伏[特](V)。

通常规定电动势的实际方向是由电源的负极指向电源的正极。同电流和电压一样，在电路中所标出的电动势的方向也是它的参考方向。

注意，电源的端电压与电动势之间的关系如图 1.4 所示。

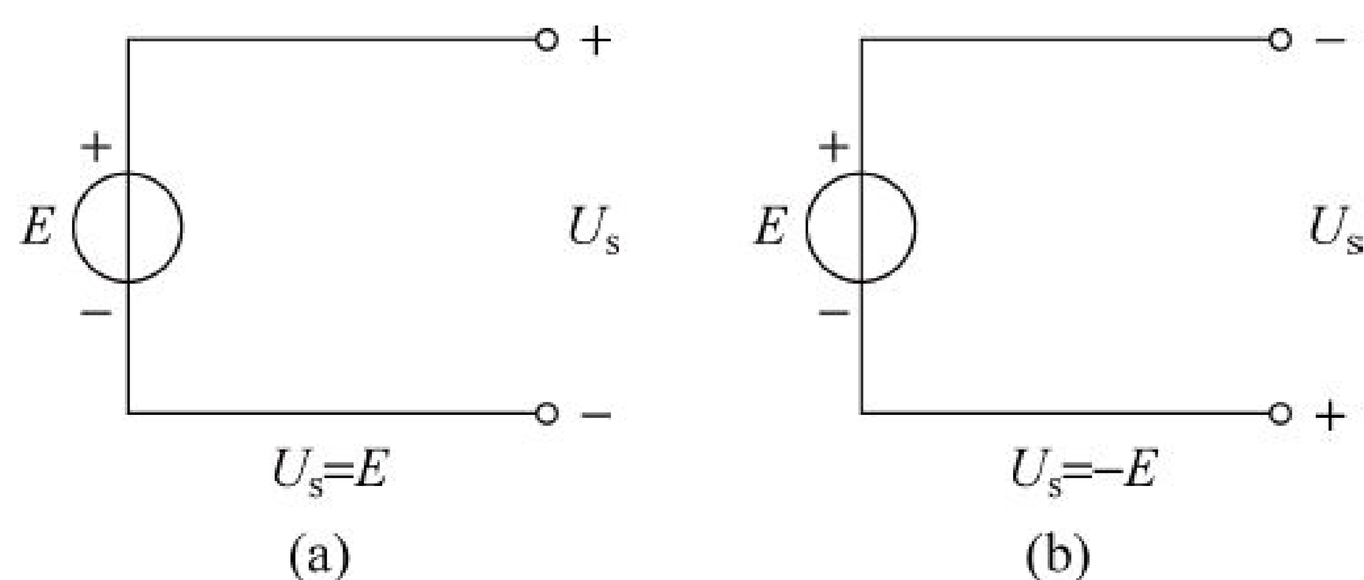


图 1.4　电源端电压与电动势

1.1.4　电位

电路中某点电位等于该点与参考点(规定计算电位的起点参考点电位为零)之间的电压。因此，电位计算的实质就是计算电压。只要选择一个合适的路径来计算电压，就可以计算出电位。

在定义了电位的概念之后，电路中任意两点间的电压，则是这两点间的电位差，即

$$U_{ab}=U_a-U_b$$

1.1.5　电功率

元件在单位时间内转换的电能称为电功率，简称功率。功率的计算公式为

$$p=ui \quad 或 \quad P=UI \tag{1.3}$$

功率的单位为瓦[特](W)。元件上电能与电功率的转换有发出和吸收两种可能。进行电路分析时，电压和电流采用的是参考方向，两者之间可能是关联参考方向，也可能是非关联参考方向。这种情况下，怎样确定元件是发出功率还是吸收功率，可作如下规定。

1) 在电压和电流的关联参考方向下

$$p=ui \quad 或 \quad P=UI$$

2) 在电压和电流的非关联参考方向下

$$p=-ui \quad 或 \quad P=-UI$$

在此规定下，将按参考方向计算出来的电压、电流代入到计算功率的公式中，如果计算结果 $p>0$，表示电压与电流的实际方向相同，元件吸收功率，是负载；反之，若计算结果 $p<0$，表示电压与电流实际方向相反，元件发出功率，是电源。

【例1.1】 图1.5是一个含有电压源和负载的闭合电路。电压源电压 $U_s=24V$,内阻 $R_s=0.5\Omega$,负载电阻 $R=7.5\Omega$。求:

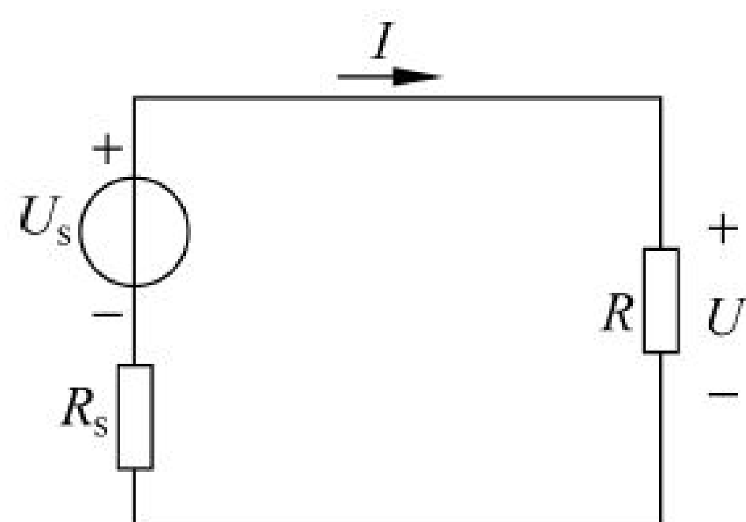


图1.5 电路

(1) 电路中的电流;

(2) 负载端电压;

(3) 各元件的功率。

解:(1) 电路中的电流

$$I=\frac{U_s}{R_s+R}=\frac{24}{0.5+7.5}\text{A}=3\text{A}$$

(2) 负载端电压

$$U=IR=3\text{A}\times7.5\Omega=22.5\text{V}$$

(3) 各元件的功率

$$P_s=-U_sI=-24\text{V}\times3\text{A}=-72\text{W}(\text{电源产生的功率})$$

$$P=UI=22.5\text{V}\times3\text{A}=67.5\text{W}(\text{负载消耗的功率})$$

$$\Delta P=I^2R_s=3^2\times0.5\text{W}=4.5\text{W}(\text{电源内阻消耗的功率})$$

1.2 电路的工作状态

有载工作、开路和短路是电路的三种工作状态。

1.2.1 有载工作状态(通路)

将图1.6所示电路中的开关S合上,电源与负载接成闭合电路,电路即处于有载工作状态。

1. 特征

有载工作状态下,电路中的电流

$$I=\frac{U_s}{R_0+R} \tag{1.4}$$

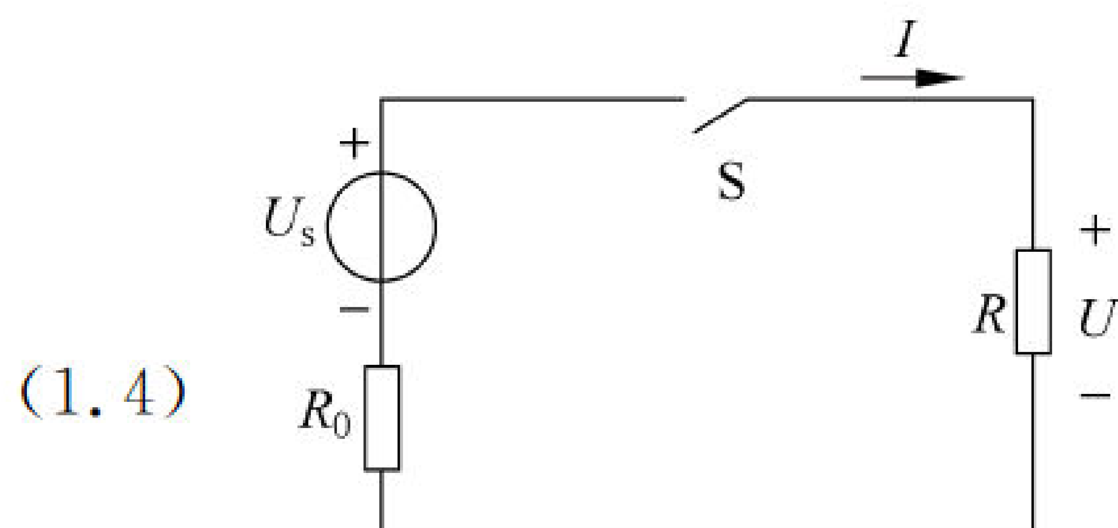


图1.6 简单直流电路

负载电阻两端电压

$$U=IR$$

电源的端电压

$$U=U_s-IR_0$$

将上式两边乘以电流 I,则电路中的功率

$$UI=U_sI-I^2R_0$$

式中,$U_sI=P_s$ 表示电源产生的功率;$I^2R_0=\Delta P$ 表示电源内部消耗的功率;$UI=P$ 表示电源输出功率,即负载消耗的功率。

2. 电气设备的额定值

联接在电路中的电气设备,它们的工作电压、电流、功率都有一个规定的数值,这个

规定的安全合理值就是电气设备的额定值，包括额定电压 U_N、额定电流 I_N 和额定功率 P_N。

电气设备或元件的额定值可以从铭牌和手册中查到，使用时务必遵守其规定。电气设备在额定值(U_N、I_N、P_N)下工作，称为满载，处于最佳工作状态。在额定电压下，若电气设备通过的电流高于额定值，则称为过载，过载时间长会使设备很快损坏；若电流低于额定值，则称为轻载，不能充分利用设备的能力，经济效益差。若电压低于额定电压，则设备不能合理运行，如电灯的亮度不够等。

1.2.2　开路

在图1.7所示电路中，当开关S打开或电路中某处断开时，电路处于开路状态。开路时的外电路电阻相当于无穷大。开路时：

电路中的电流　　$I=0$

负载电压　　$U=0$

电源端电压　　$U_0=U_s$

电源输出功率　　$P=0$

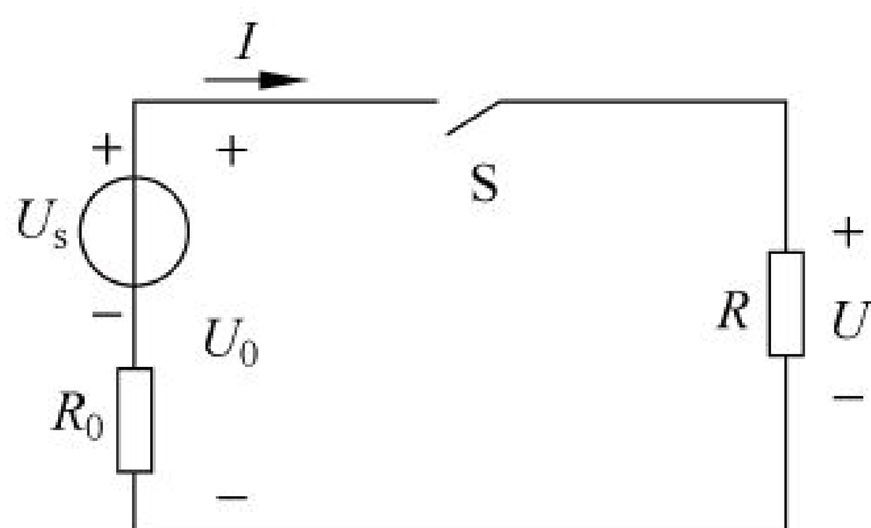


图1.7　电路的开路状态

1.2.3　短路

电路工作时，由于某种原因(例如绝缘损坏、人为操作错误等)使电源线直接联接或接触，这种情况称为短路。如图1.8所示，短路时外电路的电阻几乎是零，电源的输出电流不再经过负载电阻 R 而由短路线返回电源，电路中电流 $I_s=\frac{U_s}{R_0}$可能达到非常大的数值。短路时电源产生的功率全部消耗在电源本身的内阻上，而且可能达到很大的数值，但没有电压与功率的输出。短路时：

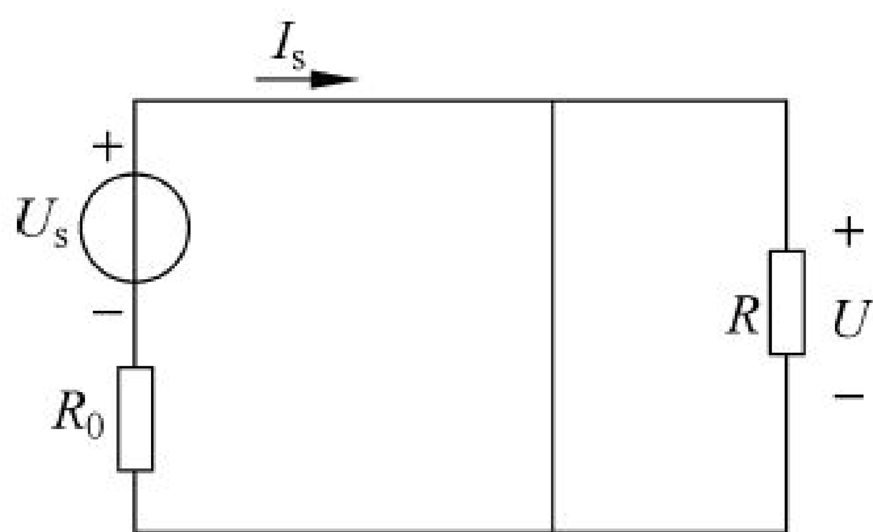


图1.8　电路的短路状态

电路中的电流　　$I=\frac{U_s}{R_0}=I_s$

电源内阻消耗的功率　　$P_s=U_sI_s=I_s^2R_0=\Delta P$

电源端电压　　$U=0$

电源输出功率　　$P=0$

短路是严重事故，为了防止因短路而烧毁电源或引起其他严重后果，通常在电路中串接熔断器或自动断路器，以便在发生短路时能够迅速断开故障电路。

【例1.2】　有一直流电源，额定功率 $P_N=4.4\text{kW}$，额定电压 $U_N=220\text{V}$，内阻 $R_s=0.25\Omega$，负载电阻为 R(见图1.6)，求：

(1) 电源的额定电流 I_N 及电源电压 U_s；

(2) 额定工作状态下的负载电阻 R；

(3) 负载发生短路时的电流 I_s。

解:(1) 电源的额定电流

$$I_N = \frac{P_N}{U_N} = \frac{4.4 \times 10^3}{220}\text{A} = 20\text{A}$$

电源电压

$$U_s = U + I_N R_s = 220\text{V} + 20 \times 0.25\text{V} = 225\text{V}$$

(2) 额定工作状态下的负载电阻

$$R = \frac{U_N}{I_N} = \frac{220}{20}\Omega = 11\Omega$$

(3) 短路电流

$$I_s = \frac{U_s}{R_s} = \frac{225}{0.25}\text{A} = 900\text{A}$$

1.3 理想电路元件

1.3.1 理想无源元件

1. 电阻元件

1) 电阻

电阻是描述导体对电流阻碍作用大小的物理量,用 R 表示。其单位常用欧[姆](Ω)、千欧(kΩ)及兆欧(MΩ)等表示。

在一定温度下,金属导体的电阻 R 与它的长度 L 成正比,与导线截面积 S 成反比,还与导体材料的性质有关(电阻率 ρ),即 $R=\rho\dfrac{L}{S}$。

线性电阻元件在电路中的图形符号如图1.9所示。

2) 电压电流关系

在电压和电流的关联参考方向下,按欧姆定律线性电阻元件的电压、电流关系为

$$i = \frac{u}{R} \tag{1.5}$$

式中,R 称为元件的电阻,是一正实常数。当电压用V、电流用A表示时,电阻的单位为Ω。

若电阻元件的电压和电流是非关联参考方向(见图1.10),则欧姆定律应写为

$$i = -\frac{u}{R} \tag{1.6}$$

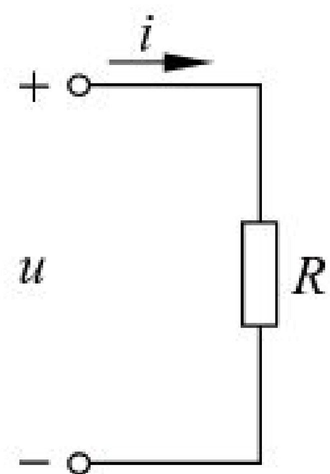


图1.9 线性电阻电路

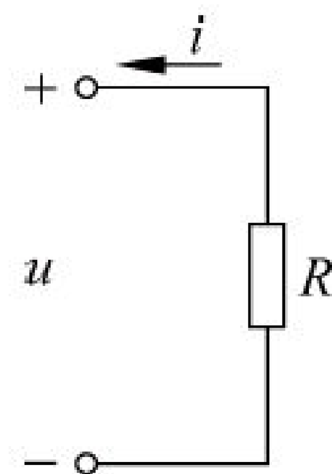


图1.10 u 与 i 非关联参考方向

电阻元件的特性常用元件两端的电压与通过它的电流之间的关系曲线 $u=f(i)$ 或 $i=f(u)$ 来表示，这种曲线称为伏安特性，它可以通过实验做出。

若电阻值不随电压、电流变化而变化，则称此电阻为线性电阻。常用的电阻器可视为线性电阻元件。线性电阻的伏安特性是通过坐标原点的一条直线，即通过的电流与两端电压成正比，如图1.11(a)所示。

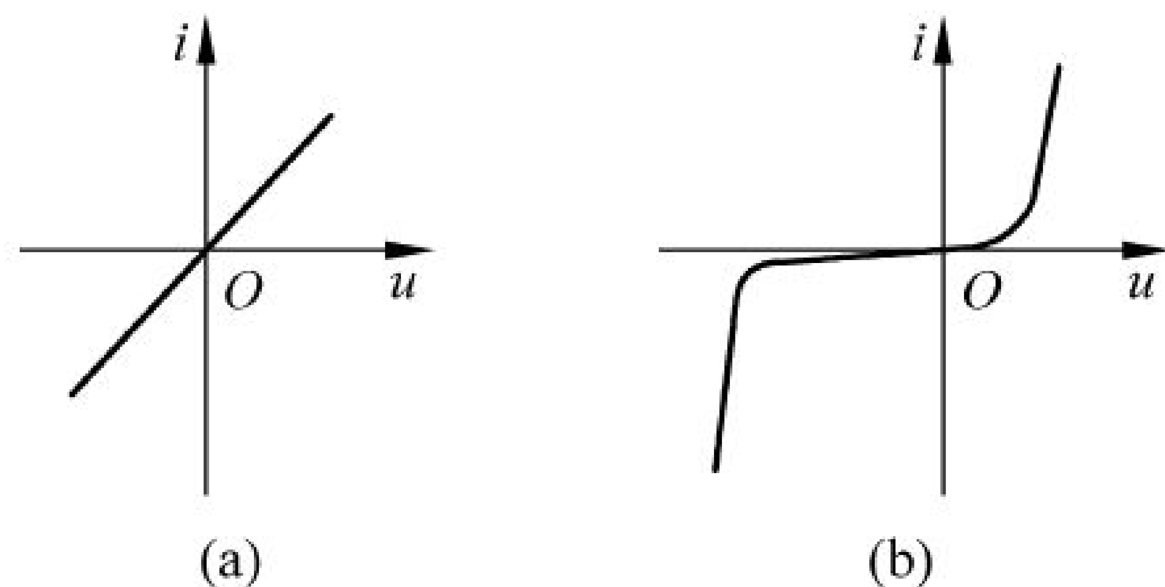


图1.11 电阻元件的伏安特性

(a) 线性电阻的伏安特性；(b) 晶体二极管的伏安特性

阻值随着电压、电流变化而变化的电阻称为非线性电阻，例如常用的晶体二极管、三极管就是非线性电阻元件。非线性电阻的伏安特性是一条曲线，如图1.11(b)所示。

3) 能量关系

在电压和电流的关联参考方向下，任何时刻电阻元件吸收的功率为

$$p = ui = Ri^2$$

电阻 R 是正实常数，电阻元件吸收的功率总是大于零，其吸收的能量常以热的形式消耗掉，所以线性电阻元件不仅是无源元件，而且是耗能元件。

2. 电感元件

1) 电感

在电工技术中，由导线制成的线圈能够产生比较集中的磁场，如图1.12(a)所示。在忽略很小的导线电阻条件下，可以认为线圈只有电感参数，是一理想电感元件。

当线圈两端加上电压 u，便有电流 i 通过，线圈即产生磁场。若穿过一匝线圈的磁通为 Φ，则与 N 匝线圈交链的总磁通为 $N\Phi$。总磁通 $N\Phi$ 通常称为磁链 Ψ，即 $\Psi=N\Phi$。当电流增大时，Ψ 亦增大；电流减少，Ψ 亦减小。因此，磁链是电流的函数。为了衡量线圈产生磁场的能力，取线圈的磁链与电流的比值，即

$$L = \frac{\Psi}{i} \tag{1.7}$$

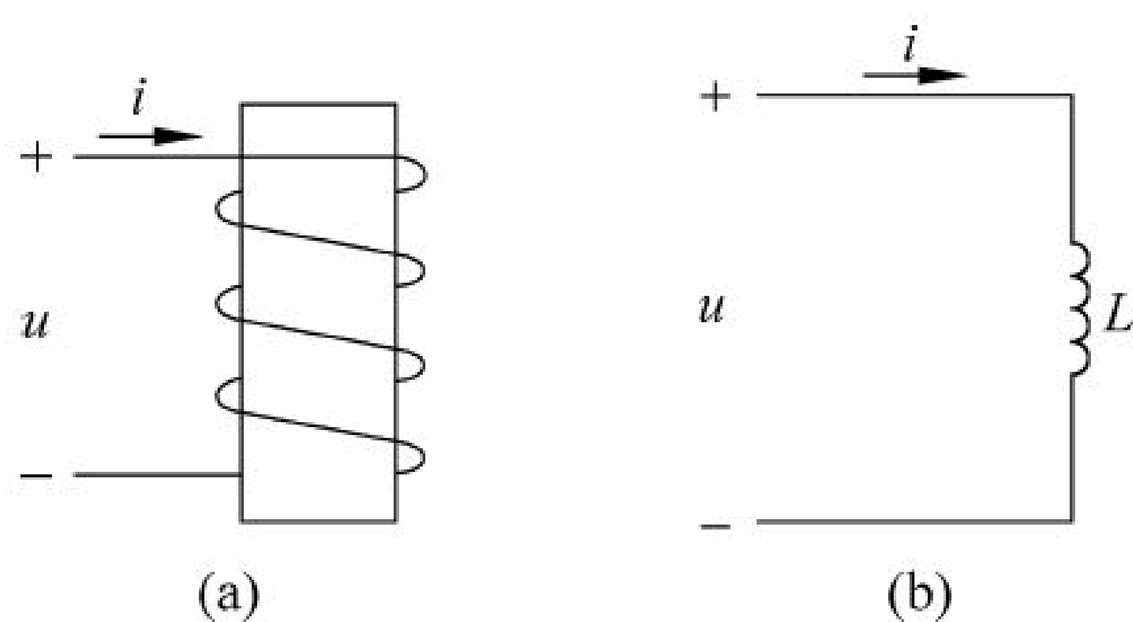


图1.12 电感电路

式中，L 称为自感系数，简称电感。当磁链的单位是韦[伯](Wb)、电流的单位是安[培](A)时，电感的单位是亨[利](H)。电感在电路中的符号如图1.12(b)所示。

电感的大小与线圈本身的制造有关，即

$$L = \frac{\mu S N^2}{l}$$

式中，l 为密绕线圈的长度；S 为截面积；N 为匝数；μ 为介质的磁导率。

若电感线圈周围介质为非铁磁物质(如空心线圈)时，磁链 Ψ 与电流 i 成正比，L 为常数，则电感元件称为线性电感元件。带有铁芯的线圈，L 不是常数，属于非线性电感元件。

2) 电压电流关系

当线性电感元件中的电流发生变化时，穿过线圈的磁通也相应地发生变化，根据电磁感

应定律,在线圈两端将产生自感电动势 e_L。自感电动势为

$$e_L = \frac{d\Psi}{dt} = -L\frac{di}{dt}$$

考虑到电压的参考方向规定为由高电位指向低电位,而电动势参考方向的规定与之相反,因此有

$$u = -e_L = L\frac{di}{dt} \tag{1.8}$$

上式即为电感元件的特性方程,它说明:电感元件两端电压与电流的变化率成正比。电流变化快,感应电压高;电流变化慢,感应电压低。若电感元件中通过的电流是不随时间变化的直流,$i=I$,$\frac{di}{dt}=0$,则 $u=L\frac{di}{dt}=0$,即电感元件对直流相当于短路。

3)能量关系

电感元件只储存能量而不消耗能量,是一种储能元件。电感元件所储存的磁场能量 $W_L(t)$ 为

$$W_L(t) = \frac{1}{2}Li^2(t) \tag{1.9}$$

3. 电容元件

1)电容

任何两块金属导体在中间隔以绝缘介质,就构成一个电容器。忽略很小的漏电损失,可以认为电容器只具有电容参数,是理想电容元件。当电容器两端加上电压后,它的两块金属板上就会聚集起等量而异号的电荷,如图1.13(a)所示。电压越高,聚集的电荷越多,产生的电场越强,储存的电场能量越多。为了衡量电容器储存电荷的能力,用电容器储存的电荷量与电压的比值表示电容量,即

$$C = \frac{q}{u}$$

式中,C 为电容器的电容量,简称电容。当电荷的单位是库[仑](C),电压的单位是伏[特](V)时,电容的单位是法[拉](F)。电容在电路中的符号如图1.13(b)所示。

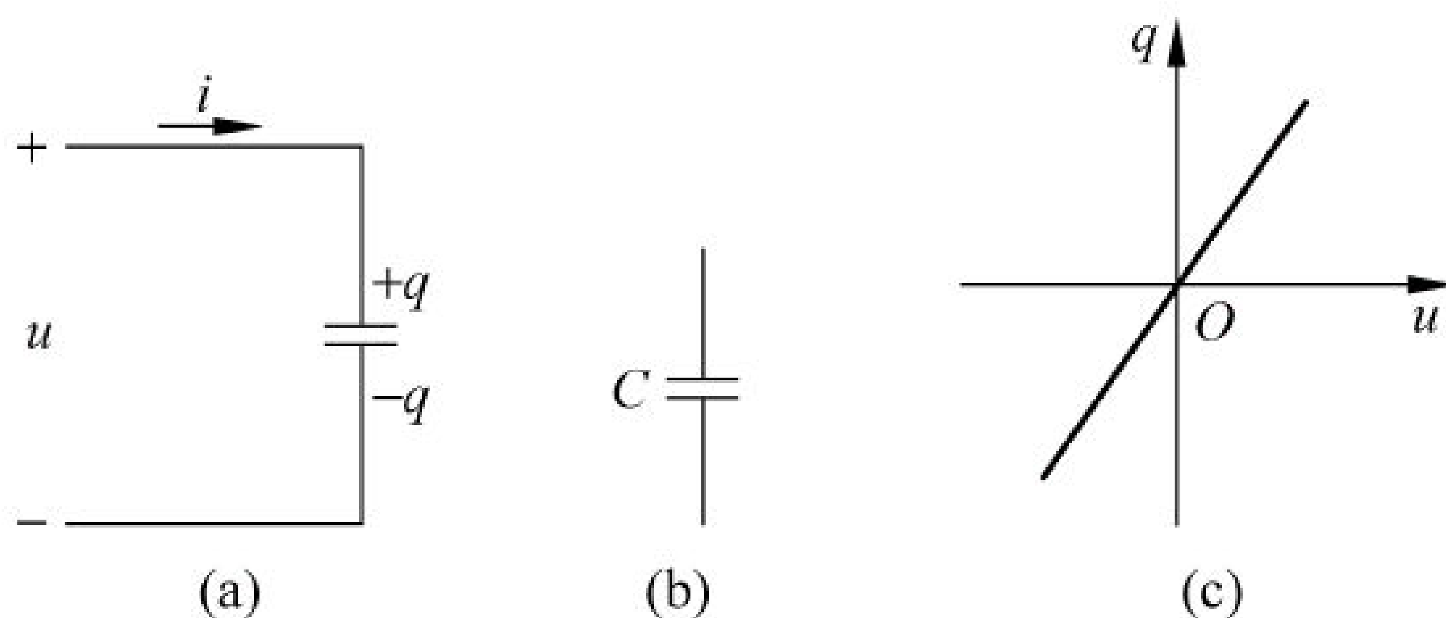


图1.13 线性电容元件

电容的大小与电容器本身的制造有关。若电容器储存的电荷与所加电压成正比,则 C 为常数,这样的电容元件称为线性电容元件(否则就是非线性电容元件),其电压和储存电荷关系如图1.13(c)所示。对于线性电容,有

$$C = \frac{\varepsilon S}{d}$$

式中，S 为平行极板电容器的极板面积；d 为极板间的距离；ε 为介质的介电常数。

2）电压电流关系

当加在电容两端的电压发生变化时，极板上的电荷量 $q=Cu$ 也相应地发生变化，根据电流的定义，电路中就会产生电流，在电压 u 和电流 i 参考方向相同的情况下，即有

$$i=\frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t}=C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} \tag{1.10}$$

上式就是电容元件的特性方程，它说明：电容中的电流 i 与两端电压 u 的变化率成正比。电压变化快，电容电流大；电压变化慢，电容电流小。若电容两端电压是不随时间变化的直流电压，$u=U$，$\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}=0$，则 $i=C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}=0$，即电容元件对直流相当于开路。

3）能量关系

电容元件只储存能量而不消耗能量，也是一种储能元件。

电容元件所储存的电场能量 $W_C(t)$ 为

$$W_C(t)=\frac{1}{2}Cu^2(t) \tag{1.11}$$

1.3.2 理想有源元件

1. 理想电压源（恒压源）

理想电压源的电路模型如图1.14(a)所示。

它具有以下两个性质：

(1) 电源的端电压 U 恒等于电源的电动势 E，与流过它的电流无关。

(2) 流过恒压源的电流是任意的，由负载电阻和电动势 E 确定。

理想电压源的上述性质可以用图1.14(b)所示的伏安特性曲线来表征。

2. 电压源

事实上，理想电压源是不存在的，因为任何实际电压源都有内阻，所以当有输出电流时，内阻上就会产生压降，并且消耗一定的能量。

电压源的电路模型是用恒压源与内阻的串联表示，如图1.15(a)所示。电压源的端电压与电流的关系可表示为

$$U=E-IR_0$$

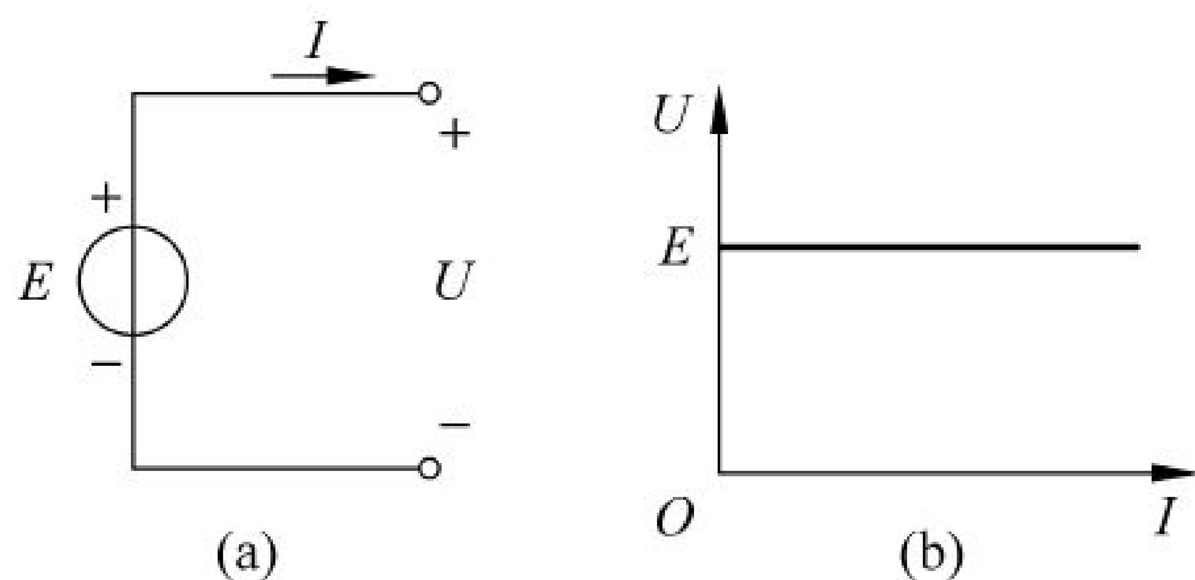


图1.14　理想电压源

(a) 电路模型；(b) 伏安特性

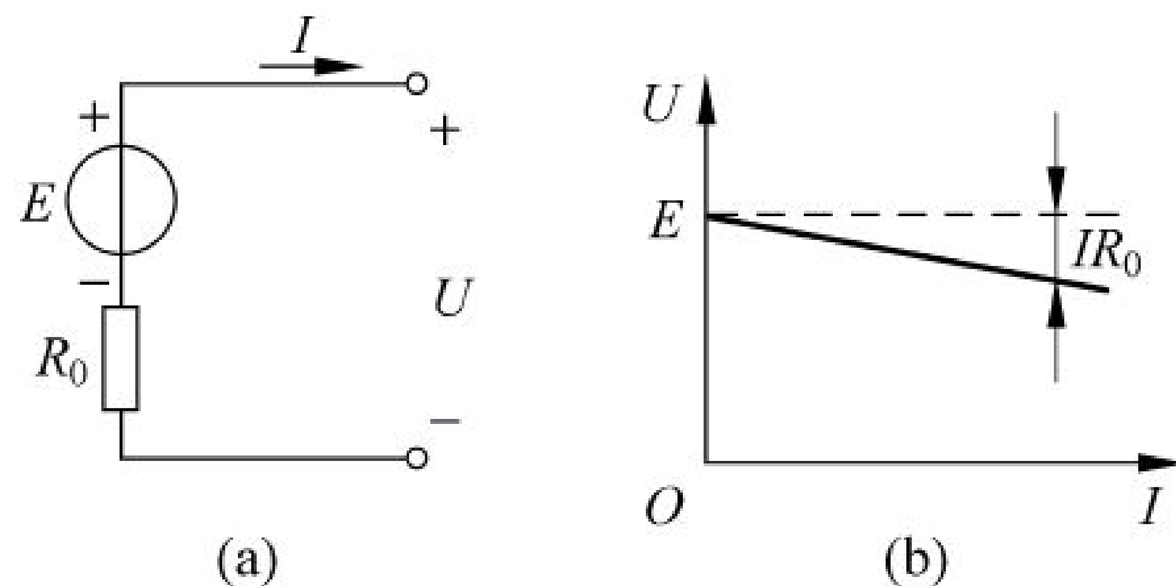


图1.15　电压源

(a) 电路模型；(b) 伏安特性

其伏安关系如图1.15(b)所示。由此可知,当输出电流增加时,输出电压下降,并且内阻越大,输出电压的变化也越大。

3. 理想电流源(恒流源)

理想电流源的电路模型如图1.16(a)所示。

它具有以下两个性质:

(1) 输出电流恒等于 I_s,与其端电压无关。

(2) 恒流源两端的电压是任意的,由负载电阻和电流 I_s 确定。

理想电流源的上述性质可用图1.16(b)所示的伏安关系来表征。

4. 电流源

电流源的电路模型是用理想电流源和一个内阻 R_0 并联的组合表示,如图1.17(a)所示。

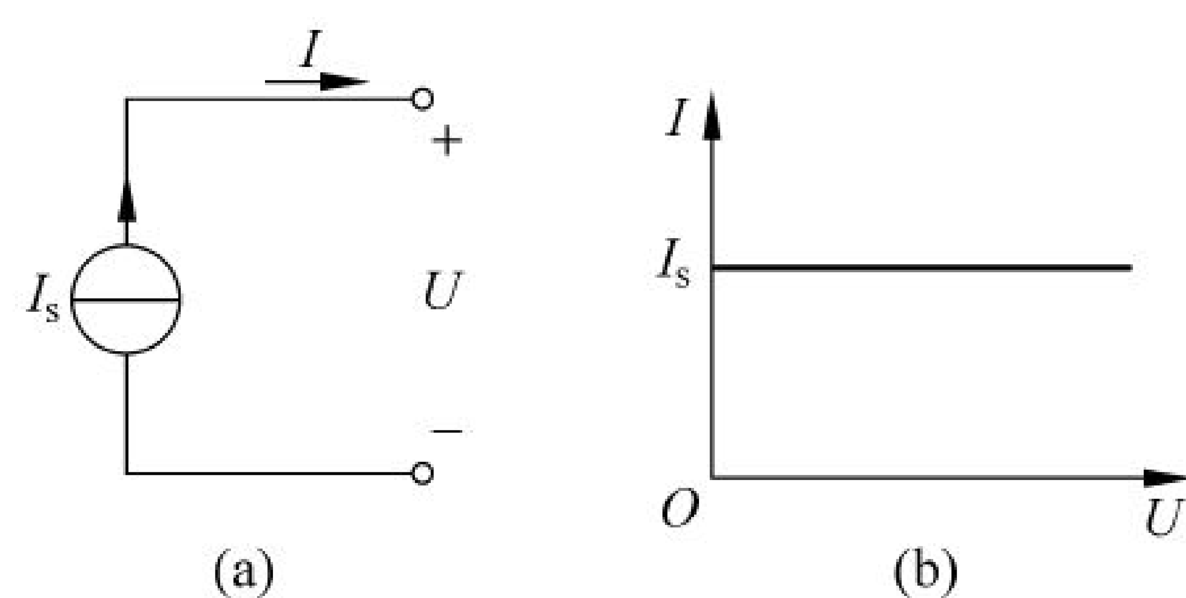


图1.16 理想电源流
(a) 电路模型;(b) 伏安特性

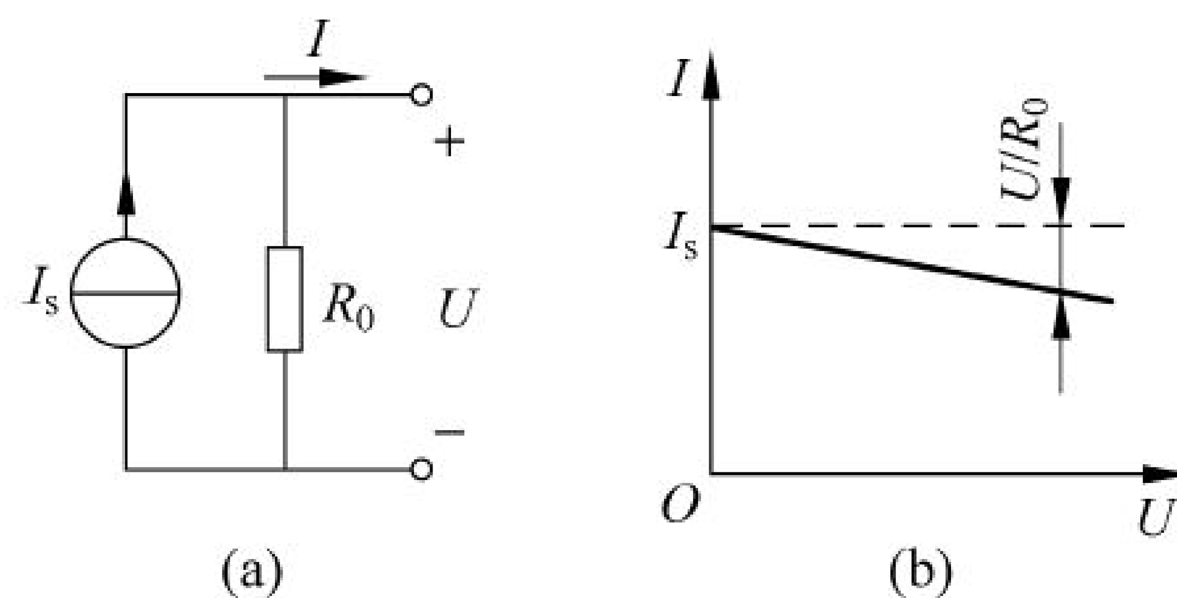


图1.17 电流源
(a) 电路模型;(b) 伏安特性

电流源的伏安关系表示为

$$I = I_s - \frac{U}{R_0}$$

如图1.17(b)所示。可见,电流源输出的电流是随着输出电压的增加而减小的。

5. 电压源与电流源的等效变换

一个实际电源即可以用电压源与电阻的串联模型表示,又可以用电流源与电阻的并联模型表示,如果两个电源的外特性相同,则对任何外电路它们都是等效的。因此,电压源与电流源之间是可以进行等效变换的。

下面通过分析图1.18所示电压源和电流源向同一负载 R_L 供电的模型,可得电压源与电流源等效变换条件如下:

$$I_s = \frac{U_s}{R_s}$$

$$U_s = I_s R_s$$

电压源与电流源的内电阻相等,即为 R_s。

当电压源等效变换为电流源时,电流源的电流 I_s 等于 U_s 除以电阻 R_s,I_s 和 U_s 的方向要保持一致,内电阻 R_s 应与恒流源 I_s 并联,如图1.18(b)所示。

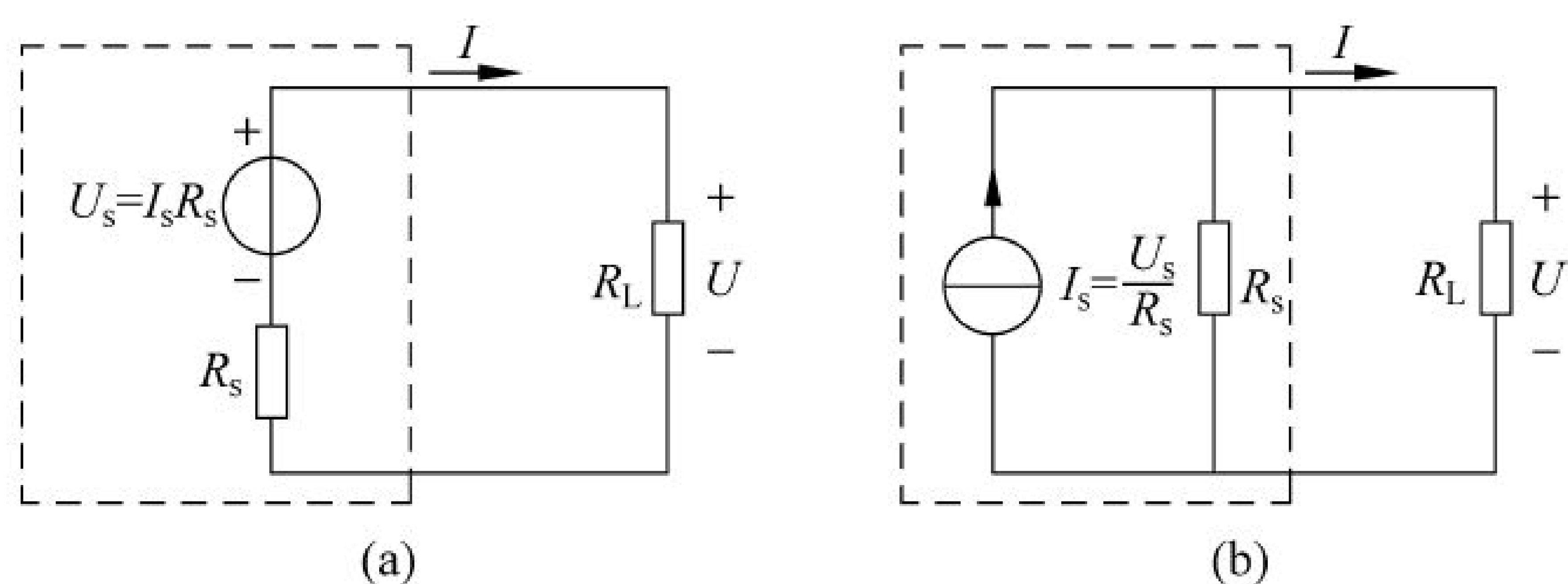


图 1.18　电压源与电流源的等效变换

当电流源等效变换为电压源时，电压源中的 U_s 等于电流源的电流 I_s 乘以内电阻 R_s，U_s 和 I_s 的方向要保持一致，内电阻 R_s 应与恒压源 U_s 串联，如图 1.18(a)所示。

利用电压源与电流源之间的等效变换分析计算电路时，一般不限于内阻 R_s，只要一个恒压源 U_s 和某个电阻 R 串联的电路，都可以化为一个恒流源 I_s 和这个电阻 R 并联的电路，反之亦然。

需要强调指出：电压源与电流源之间等效变换仅对外部电路等效，对它们自己内部电路是不等效的。

1.4　基尔霍夫定律

电路的基本定律除了欧姆定律外，还有基尔霍夫定律。该定律描述了电路中各部分电流之间和电压之间的关系，它是分析与计算电路的理论基础。

在介绍基尔霍夫定律之前，先以图 1.19 所示电路为例，说明几个名词。

支路：电路中的每一个分支称为支路，一条支路流过同一个电流。在图 1.19 所示电路中共有三条支路，即 acb、ab 和 adb。

节点：电路中三条或三条以上支路联接的点称为节点，在图 1.19 所示电路中共有两个节点，即节点 a 和节点 b。

回路：电路中任意一个闭合路径叫回路，如图 1.19 所示电路中 acba、abda 和 acbda 都是回路。

网孔：在电路中，电路内部不含有支路的回路叫网孔。图 1.19 所示电路中 acba 和 abda 是网孔。

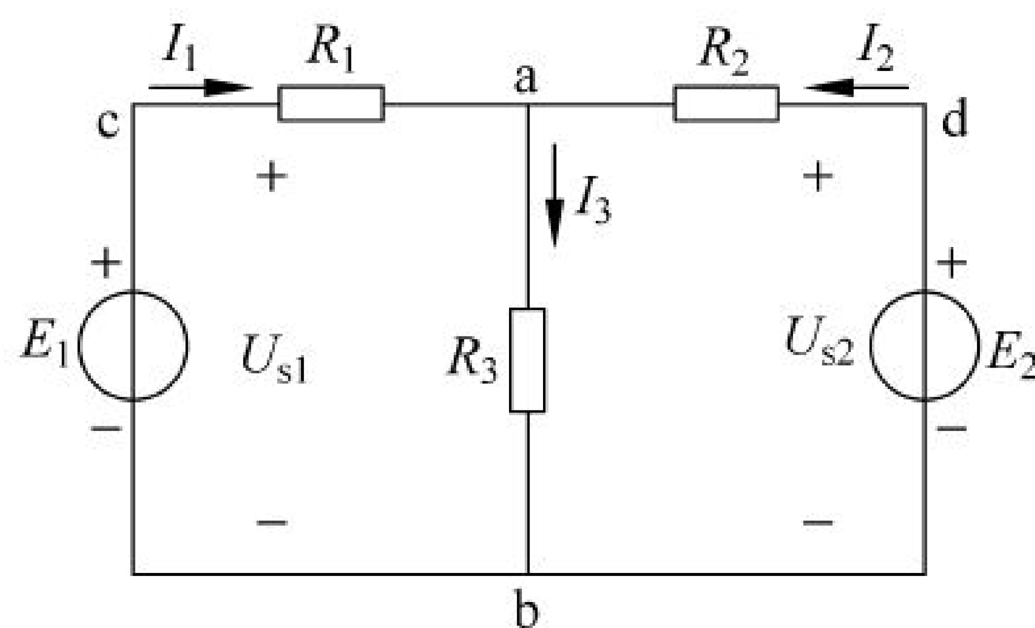


图 1.19　电路举例

1.4.1　基尔霍夫第一定律

基尔霍夫第一定律(KCL)也称为基尔霍夫电流定律，内容是：任一瞬时，对电路中的任一节点，流入节点的电流之和等于流出该节点的电流之和。其数学表达式为

$$\sum I_i = \sum I_o \tag{1.12}$$

将式(1.12)的右边移至左边可写成

$$\sum I = 0 \tag{1.13}$$

这就是说,如果规定流入节点的电流为正,流出节点的电流为负,那么,在任一瞬时,任一节点上电流的代数和恒为零。

对于图1.19所示电路,对节点a写出的节点电流方程为

$$I_1 + I_2 = I_3$$

或

$$I_1 + I_2 - I_3 = 0$$

基尔霍夫定律不仅适用于节点,而且还适用于广义节点(任意假定的封闭面)。例如在图1.20(a)和1.20(b)所示的电路中,基尔霍夫电流定律的表达式为

$$I_A + I_B + I_C = 0$$

$$I_B + I_C = I_E$$

基尔霍夫电流定律体现的是电流的连续性,即在电路中的任何一点包括节点,电荷既不能堆积,也不能消失。

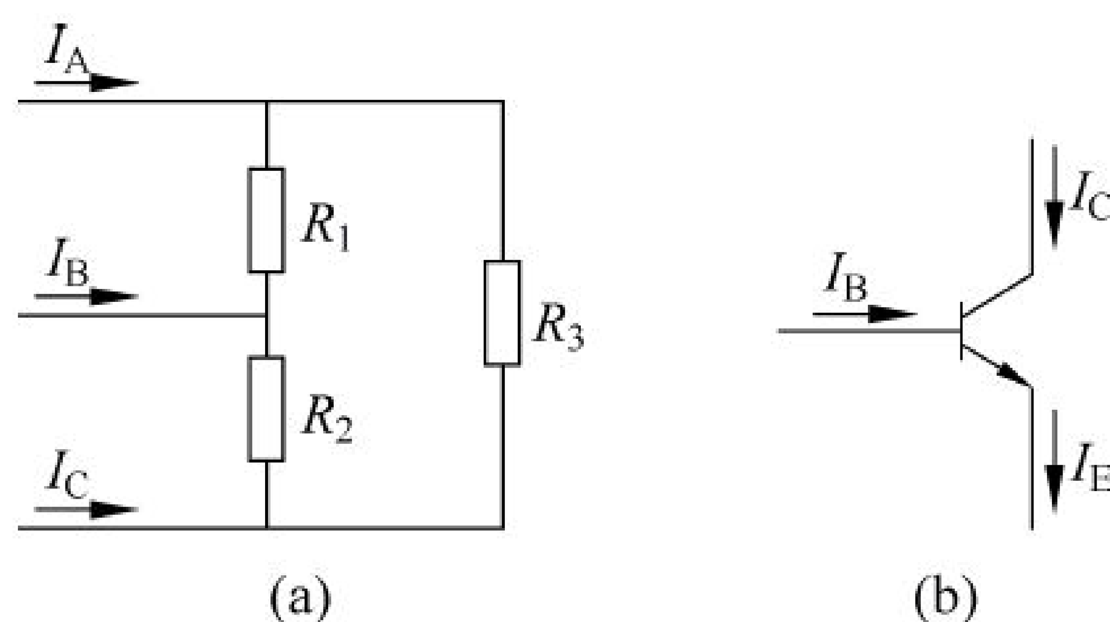


图1.20 基尔霍夫电流定律推广
(a) 三角形电路;(b) 晶体管

1.4.2 基尔霍夫第二定律

基尔霍夫第二定律(KVL)也称为基尔霍夫电压定律,内容是:在任一瞬时,对电路中的任一回路,沿任一绕行方向绕行一周,回路中各段电压的代数和恒等于零。数学表达式为

$$\sum U = 0 \tag{1.14}$$

上式中凡是与绕行方向一致的电压取正,反之取负。

例如,对于图1.21所示电路,基尔霍夫第二定律的回路电压方程为

$$U_1 - U_2 + U_{s2} - U_{s1} = 0$$

或写成

$$I_1R_1 - I_2R_2 = E_1 - E_2$$

即

$$\sum (IR) = \sum E \tag{1.15}$$

上式为基尔霍夫电压定律在由电源电动势与电阻构成的电路中的又一种表达式,即在任一瞬时,任一回路的任一绕行方向上,回路中电阻上电压降的代数和等于回路中电动势的代数和。凡电流和电动势的参考方向与绕行方向一致的取正,反之取负。

基尔霍夫电压定律不仅适用于闭合电路,也可以推广应用于开口电路。

例如,对于图1.22所示电路,开口电压用U表示,则有

$$U + IR - E = 0$$

即

$$U = E - IR$$

说明:基尔霍夫两个定律的应用具有普遍性。它们不仅适用于各种不同元件构成的电路,也适用于任何变化的电压和电流。因此,它是分析电路中的电压、电流关系的基本定律。

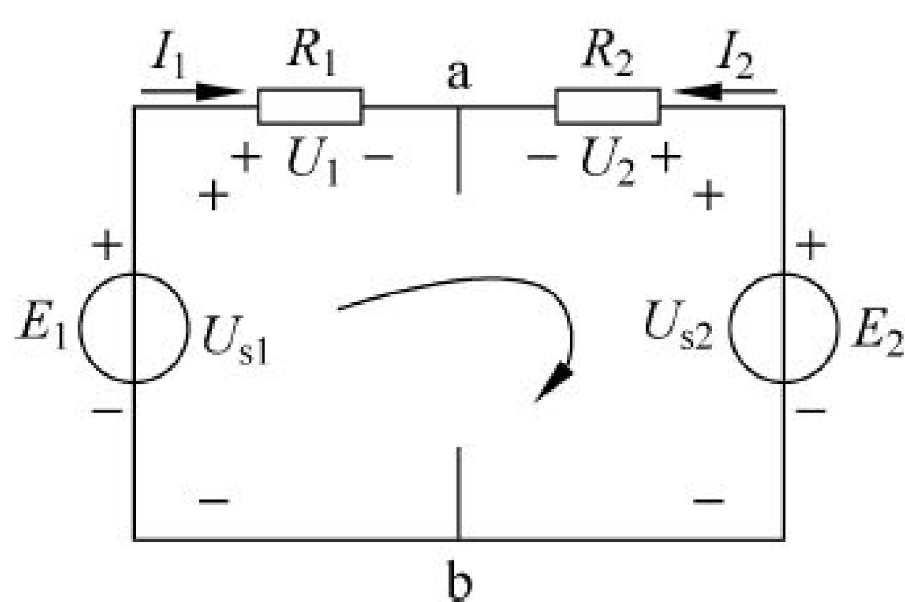


图 1.21　电路举例

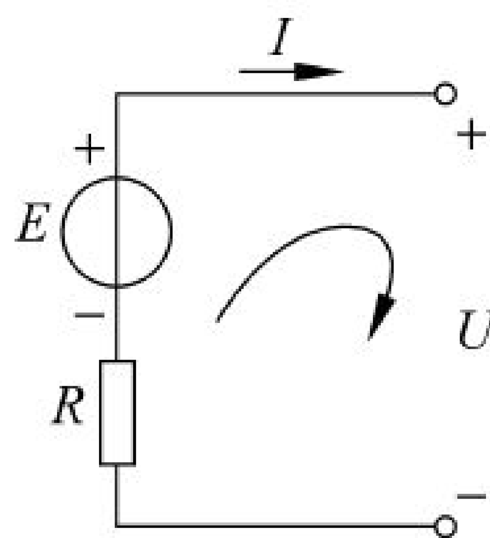


图 1.22　开口电路

【例 1.3】 电路如图 1.23 所示，试用基尔霍夫定律求 I_x 和 U_x。

解：根据基尔霍夫电流定律求解。

对节点 a 有 $I_1+1\mathrm{A}-4\mathrm{A}=0$，解得

$$I_1=3\mathrm{A}$$

对节点 b 有 $2\mathrm{A}-I_1-I_2=0$，解得

$$I_2=-1\mathrm{A}$$

对节点 c 有 $I_2+I_3-3\mathrm{A}=0$，解得

$$I_3=4\mathrm{A}$$

对节点 d 有 $-1\mathrm{A}-I_3-I_x=0$，解得

$$I_x=-5\mathrm{A}$$

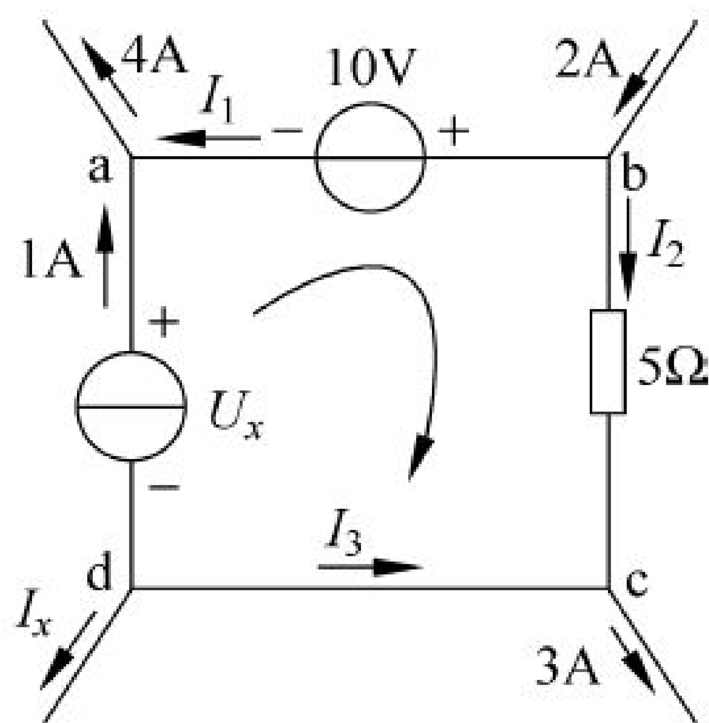


图 1.23　基尔霍夫定律电路举例

根据基尔霍夫电压定律，设绕行方向为顺时针，则有

$$5\Omega\times I_2-U_x-10\mathrm{V}=0$$

解得

$$U_x=-15\mathrm{V}$$

1.5　电路的基本定律

1.5.1　叠加原理

叠加原理是线性电路的一个重要定理，它反映了线性电路的两个基本性质，即叠加性和比例性。

1. 叠加原理的内容

在线性电路中，当有两个或两个以上电源作用时，任一支路的电流或电压等于各个电源单独作用时在该支路中产生的电流或电压的代数和。

2. 叠加原理的使用说明

(1) 叠加原理只适用于线性电路，不能用于非线性电路。

(2) 应用叠加原理分析计算电路时，应保持电路的结构不变。当某一电源单独作用时，要将不作用的电源中的恒压源短接，恒流源开路。

(3) 最后进行叠加时，要注意各电流或电压分量的方向，与所有电源共同作用的支路电

流或电压方向一致的电流分量或电压分量取正号,反之取负号。

(4) 在线性电路中,叠加原理只能计算电压和电流,不能用来计算功率。

叠加原理不仅用来计算复杂电路,更重要的是在线性电路的分析中起着重要作用,线性电路的许多定理(如戴维南定理)可以根据叠加原理导出。因此,叠加原理是分析线性电路的基础。

【例1.4】 在图1.24(a)所示电路中,应用叠加原理求2Ω电阻中的电流 I。

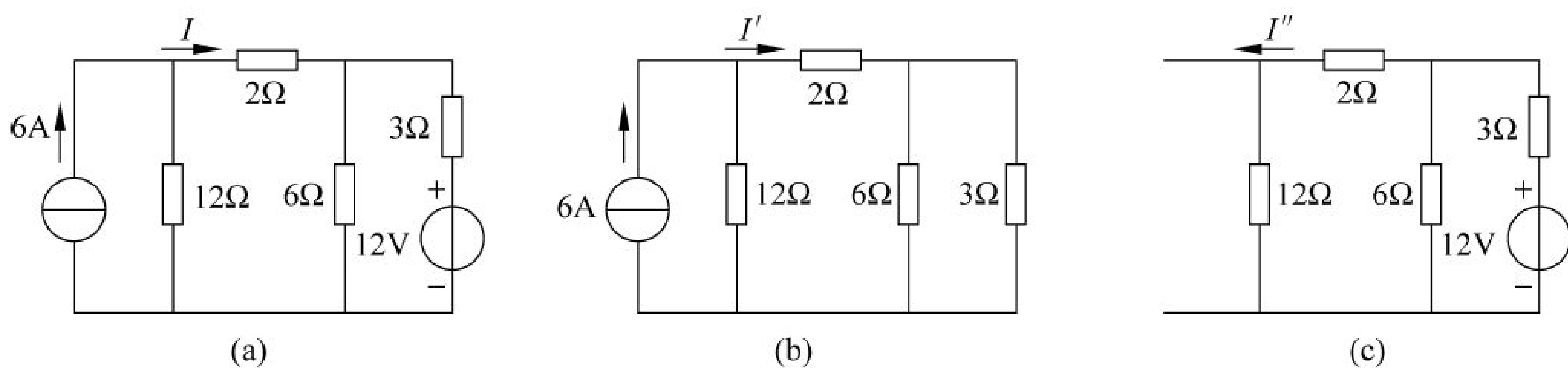


图1.24　例1.4电路

解:(1) 当6A电流源单独作用时,12V恒压源不作用,将其短接,如图1.24(b)所示,有

$$I' = \frac{12}{12+2+\dfrac{6\times 3}{6+3}} \times 6\text{A} = \frac{9}{2}\text{A}$$

(2) 当12V电压源单独作用时,6A恒流源不作用,将其开路,如图1.24(c)所示,有

$$I'' = \frac{12}{3+\dfrac{6\times(2+12)}{6+2+12}} \times \frac{6}{6+2+12}\text{A} = \frac{1}{2}\text{A}$$

(3) 根据叠加定理,有

$$I = I' - I'' = \frac{9}{2}\text{A} - \frac{1}{2}\text{A} = 4\text{A}$$

1.5.2　戴维南定理

戴维南定理是电路分析的又一种重要方法。在分析电路时,有时只需要计算电路中某一条支路的电流或电压,在这种情况下,用戴维南定理较为方便。

1. 二端网络

如果电路具有两个引出端与外电路联接,不管其内部结构如何,这样的电路就叫二端网络。在二端网络中,如果含有电源,叫有源二端网络;如果不含电源,叫无源二端网络(见图1.25(a)、(b))。

2. 戴维南定理

戴维南定理指出:任何一个线性有源二端网络,对外电路来说,都可以用一个电压源来代替,如图1.26(a)、(b)所示。该电压源的电动势 E 等于二端网络的开路电压,如图1.26(c)

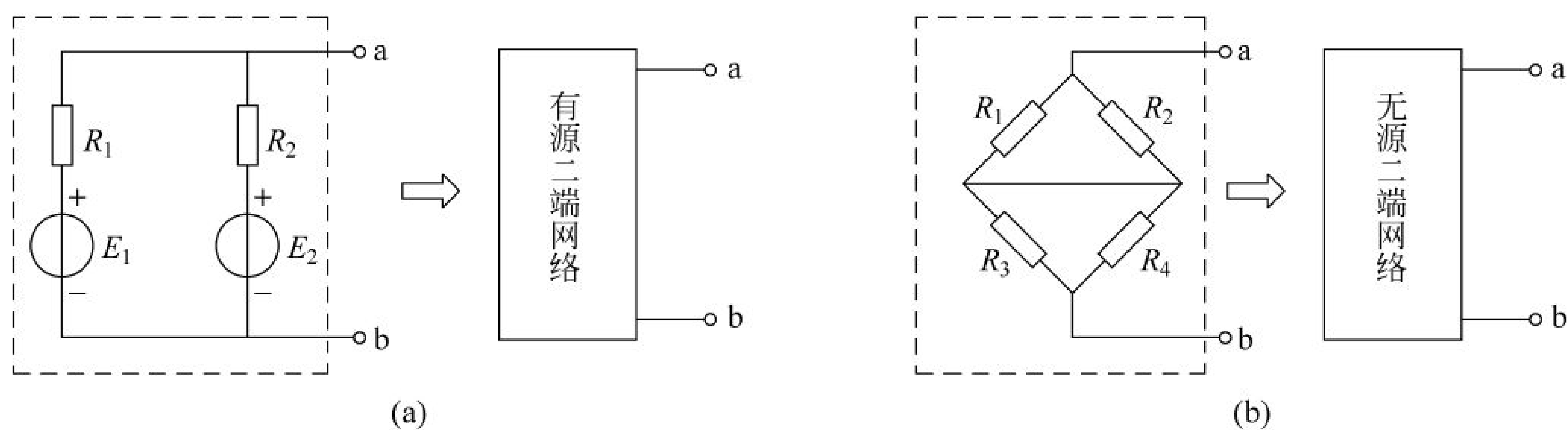


图 1.25　二端网络

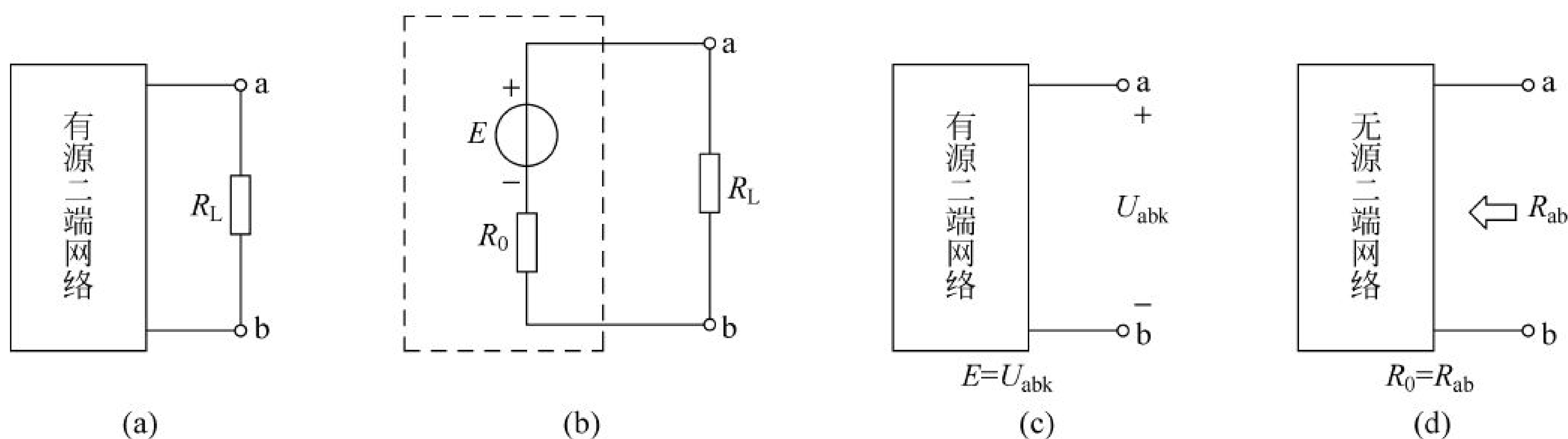


图 1.26　戴维南定理

所示；其内阻 R_0 等于将有源二端网络转换成无源二端网络后(将有源二端网络中的恒压源短路，恒流源开路)网络两端的等效电阻，如图 1.26(d)所示。

应用戴维南定理的解题步骤如下：

(1) 将待求支路断开，剩余部分是有源二端网络，将其等效为一个电压源。

(2) 求出该有源二端网络的开路电压，即为电源电动势 E。

(3) 求出将有源二端网络转换成无源二端网络后(将有源二端网络中的恒压源短路，恒流源开路)网络两端的电阻，即为 R_0。

(4) 在由一个电压源和待求支路构成的电路中，求出待求量。

【例 1.5】 用戴维南定理求图 1.27(a)所示电路中的电流 I。

解：将待求支路断开，剩余部分是一个有源二端网络，等效为一个电压源，如图 1.27(b)所示。

原电路变为图 1.27(c)所示电路，可得

$$E = U_{abk} = 6 \times 12\text{V} - \frac{6}{6+3} \times 12\text{V} = 64\text{V}$$

由图 1.27(d)可求得

$$R_0 = 12\Omega + \frac{6 \times 3}{6+3}\Omega = 14\Omega$$

再根据图 1.27(b)得

$$I = \frac{E_0}{R_0 + 2\Omega} = 4\text{A}$$

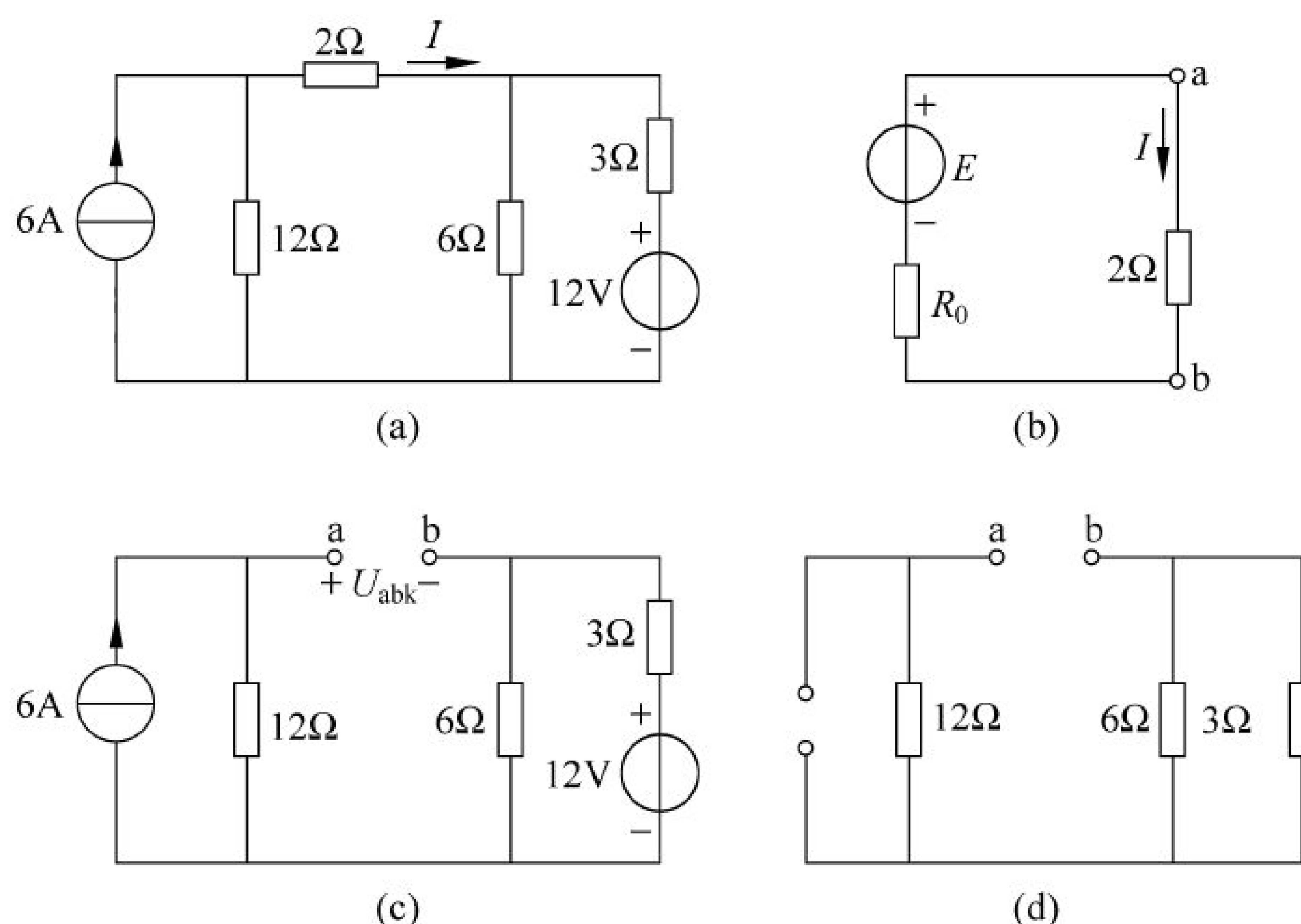


图1.27 例1.5电路

1.6 电路的暂态分析

1.6.1 暂态分析的基本概念与换路定律

1. 稳态和暂态

电路中的电流和电压在给定条件下已达到某一稳定值的状态称为稳态。在直流电路中,稳态的特征是电路各部分电流和电压的大小和方向不随时间变化;在交流电路中,稳态的特征是电路各部分电流和电压的初相位、角频率和最大值一定。

电路从一种稳态转到另一种新的稳态往往不能跃变,而是需要一定的过程(时间),这个物理过程称为过渡过程。电路的过渡过程往往是短暂的,所以电路在过渡过程中的工作状态称为暂态,因此过渡过程也称为暂态过程。

2. 产生暂态过程的原因

在实际工作中,电路要进行各种操作,如接通或断开电源,电源电压的改变以及电路参数改变等。另外,电路也可能发生开路、短路等现象。不论是操作或是故障的原因,导致这种电路的接通、断开、短路、电源电压或电路参数突然变化,统称为换路。由于换路,就会使电路的工作状态发生变化,就有可能产生暂态过程。所以换路是引起暂态过程的外因。然而,在含有储能元件的电路中,产生暂态的根本原因在于能量的变化只能是连续变化而不能跃变。在电感元件中,储存的磁场能量 $W_L=\frac{1}{2}Li_L^2$ 在换路时不能跃变,这表现为电感中的电流 i_L 不能跃变。在电容元件中,储存的电场能量 $W_C=\frac{1}{2}Cu_C^2$ 在换路时不能跃变,这表现为电容两端的电压 u_C 不能跃变。所以,储能元件的能量不能跃变是产生暂态过程的内因。

3. 换路定律

为方便起见，通常把换路瞬间作为计时起点，即在 $t=0$ 时换路。把换路前终了时刻记为 $t=0_-$，把换路后的初始时刻记为 $t=0_+$。换路瞬间，电感元件中的电流和电容元件上的电压不能跃变，这称为换路定律。如用公式表示则为

$$i_L(0_+)=i_L(0_-)$$

$$u_C(0_+)=u_C(0_-)$$

换路定律仅适用于换路瞬间，可根据它来确定 $t=0_+$ 时电路中电压和电流值，即暂态过程的初始值。

电感和电容元件在换路瞬间及稳态时的特征列于表 1.1 中。

表 1.1　电感和电容元件在换路瞬间及稳态时的特征

特征 元件	$t=0_-$	$t=0_+$		$t=\infty$
C $u_C(t)$	$u_C(0_-)=0$	$u_C(0_+)=0$		断路
	$u_C(0_-)=U_0$	$u_C(0_+)=U_0$	U_0 + −	
L $i_L(t)$	$i_L(0_-)=0$	$i_L(0_+)=0$		短路
	$i_L(0_-)=I_0$	$i_L(0_+)=I_0$	I_0	

【例 1.6】 图 1.28 所示电路已稳定，求开关闭合后电容电压、电感电压及各支路电流初始值。已知 $R=4\Omega, R_1=R_2=8\Omega, U_s=12V$。

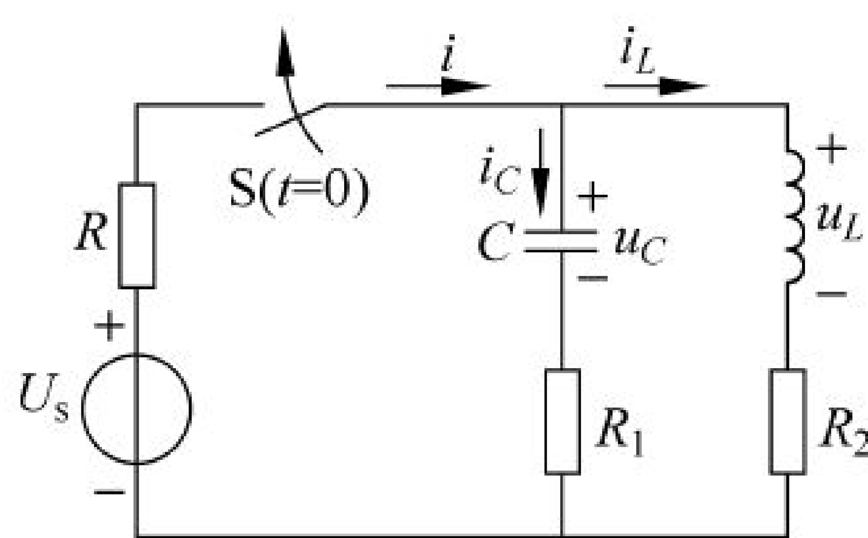


图 1.28　例 1.6 电路

解：先选定 u_C、u_L 及各支路电流的参考方向。由于开关闭合前电路已处于稳态，所以

$$u_C(0_-)=0$$

$$i_L(0_-)=0$$

开关 S 闭合后瞬间，根据换路定律有

$$u_C(0_+)=u_C(0_-)=0$$

$$i_L(0_+)=i_L(0_-)=0$$

根据基尔霍夫定律，有

$$i(0_+)=i_C(0_+)+i_L(0_+)=i_C(0_+)$$

$$U_s=i(0_+)R+u_C(0_+)+i_C(0_+)R_1=i(0_+)(R+R_1)$$

所以

$$i(0_+)=i_C(0_+)=\frac{U_s}{R+R_1}=\frac{12}{4+8}A=1A$$

$$u_L(0_+)=U_s-i(0_+)R-i_L(0_+)R_2=12V-1\times4V-0\times8V=8V$$

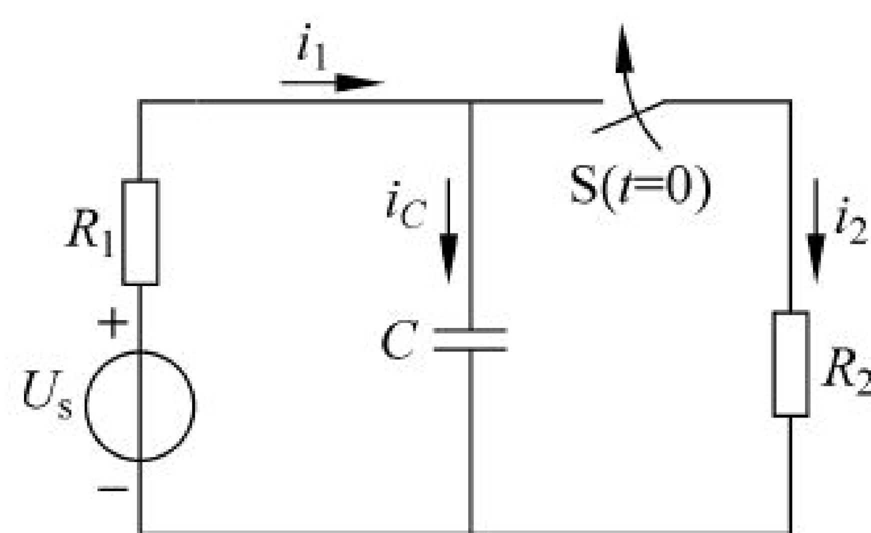


图 1.29 例 1.7 电路

【例 1.7】 图 1.29 所示电路已稳定,求开关 S 闭合后的电容电压和各支路电流的初始值。已知 $U_s=12\text{V}$,$R_1=4\text{k}\Omega$,$R_2=2\text{k}\Omega$。

解:开关 S 闭合前电路已稳定,所以

$$u_C(0_-)=12\text{V}$$

开关闭合后瞬间,根据换路定律有

$$u_C(0_+)=u_C(0_-)=12\text{V}$$

根据欧姆定律有

$$i_1(0_+)=\frac{U_s-U_C(0_+)}{R_1}=0$$

$$i_2(0_+)=\frac{u_C(0_+)}{R_2}=6\text{mA}$$

$$i_C(0_+)=i_1(0_+)-i_2(0_+)=-6\text{mA}$$

以上例题说明,虽然电容电压 u_C 和电感电流 i_L 是不能跃变的,但其他的电流、电压是可以跃变的,即:电容或电阻中的电流是可以跃变的,电感或电阻两端的电压也是可以跃变的。

1.6.2 *RC* 电路的暂态过程

1. *RC* 电路的充电过程分析

对暂态过程的分析可以通过换路后的电路,利用基尔霍夫电压定律列方程,求解方程从而得到所求物理量的时间函数式。

图 1.30 所示电路,换路前,开关 S 合在位置 2 上,电容器的端电压 $u_C(0_-)=0$。若在 $t=0$ 时,将开关由位置 2 换接到位置 1,则电源向电容器充电,从而产生暂态过程。

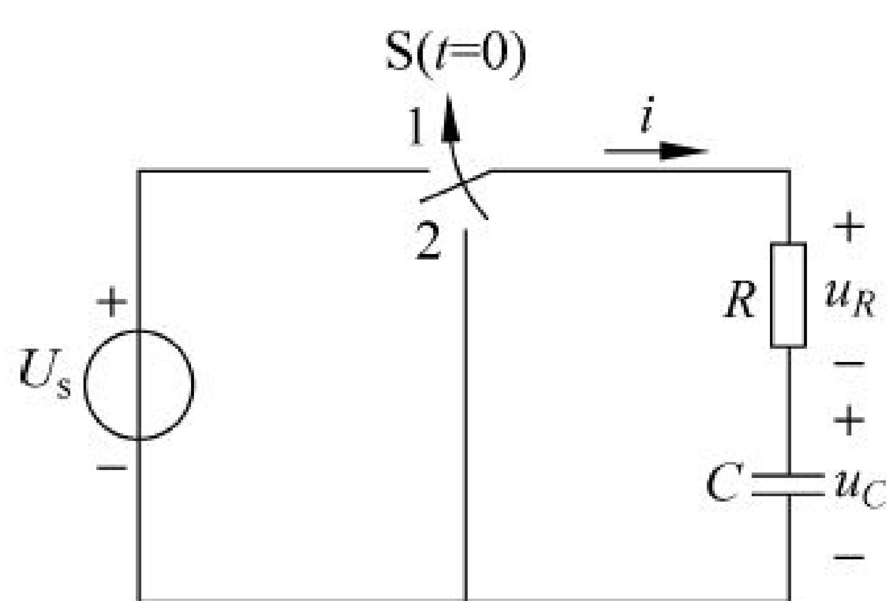


图 1.30 *RC* 充电器

在图 1.30 所示的参考方向下,应用基尔霍夫电压定律,有

$$u_R(t)+u_C(t)=U_s$$

把 $u_R(t)=Ri(t)$,$i(t)=C\dfrac{\text{d}u_C(t)}{\text{d}t}$代入上式,得

$$RC\frac{\text{d}u_C(t)}{\text{d}t}+u_C(t)=U_s$$

这是一个一阶常系数线性非齐次微分方程。

从数学中知道,一阶线性非齐次微分方程的通解是由特解 u_C'和相应的齐次微分方程的通解 u_C''组成,即

$$u_C(t)=u_C'(t)+u_C''(t)$$

满足非齐次微分方程的任一个解都可以作为特解。在电路中,由于暂态过程最终要结束,理论上是当 $t=\infty$时进入新的稳定状态。因此,取电路达到新的稳定状态的解作为该方程的特解。特解又称为稳态解或稳态分量。电容电压 u_C 的特解为

$$u'_C(t) = u_C(\infty) = U_s$$

齐次微分方程

$$RC\frac{\mathrm{d}u_C(t)}{\mathrm{d}t} + u_C(t) = 0$$

的通解为

$$u''_C(t) = A\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

式中，$\tau=RC$ 具有时间的单位秒(s)，称为 RC 电路的时间常数。

可见，电容电压 u''_C 的大小随着时间按指数规律衰减，最后趋于零。它是电路处于过渡状态下的解，因此把它称为电路的暂态解或暂态分量。

由上述可知，原微分方程式的全解为

$$u_C(t) = u'_C(t) + u''_C(t) = u_C(\infty) + A\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

由换路定律可求出积分常数 A。在 $t=0_+$ 时，由上式可得

$$u_C(0_+) = u_C(\infty) + A$$

$$A = u_C(0_+) - u_C(\infty)$$

所以电容电压的全解为

$$u_C(t) = u_C(\infty) + [u_C(0_+) - u_C(\infty)]\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

从上式可以看出，只要知道 $u_C(0_+)$、$u_C(\infty)$ 和 τ 三个要素，就可以方便地解出全解 $u_C(t)$。这种利用三要素来求解一阶线性微分方程全解的方法称为三要素法。因此可得用三要素法分析 RC、RL 电路的暂态过程的通式，即

$$f(t) = f(\infty) + [f(0_+) - f(\infty)]\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \tag{1.16}$$

例如图 1.30 电路，电容 C 上的最终充电电压是电源电压 U_s，即

$$u_C(\infty) = U_s$$

而开关 S 由 2 投向 1 之前，电容电荷已释放完了，没有初始储能，即 $u_C(0_-)=0$。因此，$u_C(0_+)=u_C(0_-)=0$，$\tau=RC$，于是

$$\begin{aligned} u_C(t) &= u_C(\infty) + [u_C(0_+) - u_C(\infty)]\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \\ &= U_s - [0 - U_s]\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} = U_s(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}) \end{aligned}$$

同样，在图 1.30 电路中的电容充电电流 $i_C(t)$ 也为

$$i_C(t) = i_C(\infty) + [i_C(0_+) - i_C(\infty)]\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

由于开始充电瞬间 $u_C(0_+)=0$，电容相当于短路，所以 $i_C(0_+)=\dfrac{U_s}{R}$，当充电结束时，$i_C(\infty)=0$，代入上式可得电容的充电电流 $i_C(t)$ 为

$$i_C(t) = 0 + \left[\frac{U_s}{R} - 0\right]\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{U_s}{R}\cdot\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

画出它们的充电曲线如图 1.31 所示。

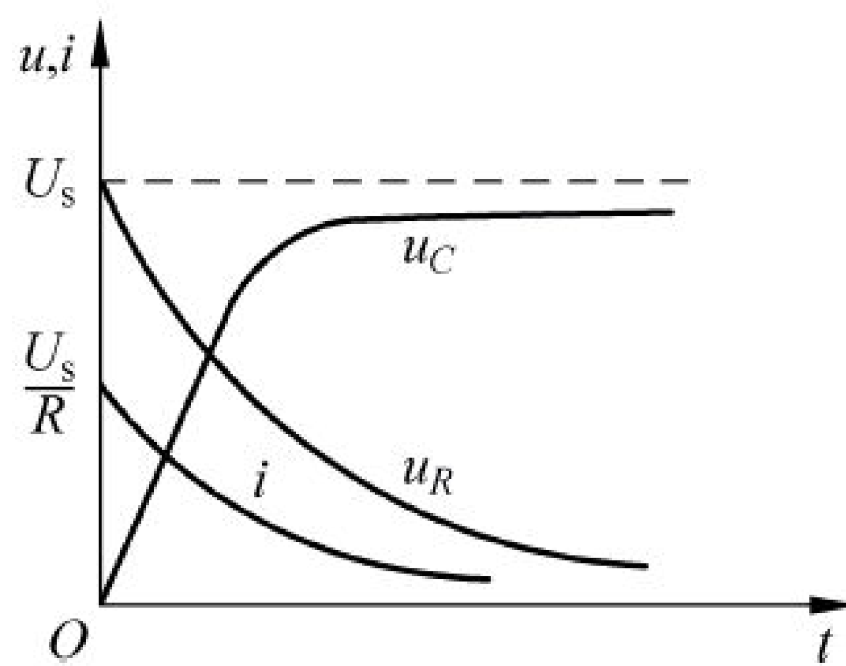


图 1.31　u_C、u_R 和 i 的变化曲线

2. RC 电路的放电过程分析

在图 1.32 的电路中，设开关合于 1 时充得的电压为 U_0，这时($t=0$)开关由 1 投向 2，电容开始通过电阻放电。

利用三要素法同样可以求得电容电压与电流在放电的暂态过程中的函数规律。

据换路定律 $u_C(0_+)=u_C(0_-)=U_0$，而开关长期合于2后，电容电荷释放完了，因此 $u_C(\infty)=0$。而 $i_C(0_+)=-\frac{U_0}{R}$，$i_C(\infty)=0$，电路换路后的时间常数仍为 $\tau=RC$，代入通式中得

$$u_C(t)=0+[U_0-0]\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}=U_0\cdot\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$i_C(t)=0+\left[\left(-\frac{U_0}{R}\right)-0\right]\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}=-\frac{U_0}{R}\cdot\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

画出它们的放电曲线如图1.33所示。

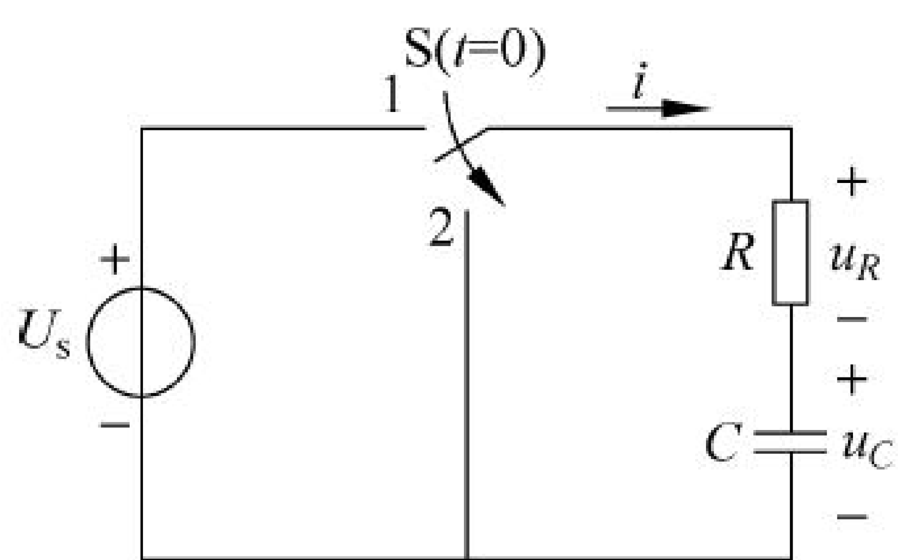


图1.32　RC 放电电路

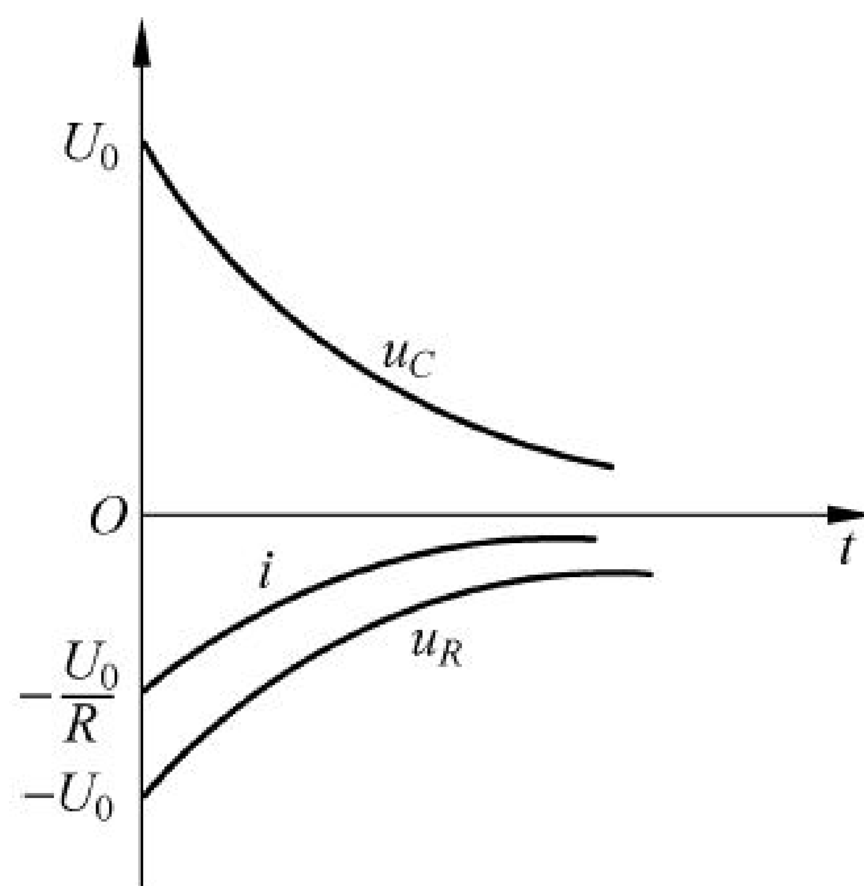


图1.33　u_C、u_R 和 i 的变化曲线

综上所述，在 RC 电路中，无论是 RC 的放电过程还是充电过程，它们的电压、电流都是按指数规律变化的，其变化的快慢取决于时间常数 τ。其中 R 大、C 大，则 τ 大，电容充(放)电过程都慢；而 R 小、C 小，则 τ 小，电容充(放)电过程都快。在汽车中的许多定时、延时控制电路，都是根据需要调整 RC 电路的 R 或 C 来实现的。

【例1.8】 在图1.34所示电路中，$R_1=6\text{k}\Omega$，$R_2=1\text{k}\Omega$，$R_3=2\text{k}\Omega$，$C=0.1\mu\text{F}$，$I_s=6\text{mA}$，换路前电路已处于稳态。求开关S闭合后的 $u_C(t)$，并画出变化曲线。

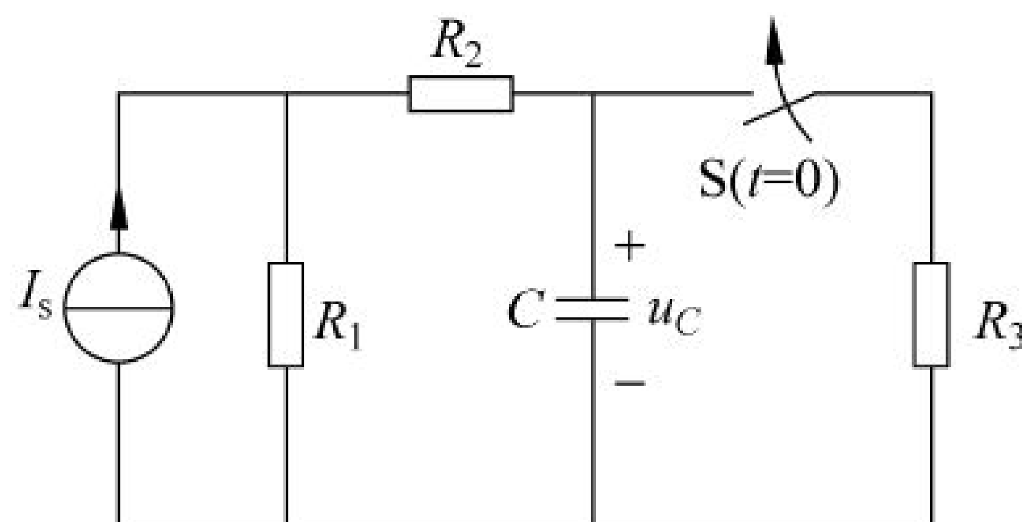


图1.34　例1.8电路

解：(1) 确定初始值

换路前电路处于稳态，电容相当于开路

$$u_C(0_+)=u_C(0_-)=I_sR_1=6\times6\text{V}=36\text{V}$$

(2) 确定稳态值

此时电容相当于开路，有

$$u_C(\infty)=\left(\frac{R_1}{R_1+R_2+R_3}I_s\right)R_3$$

$$=\frac{6}{6+1+2}\times6\times10^{-3}\times2\times10^3\text{V}=8\text{V}$$

(3) 确定时间常数

按换路后的电路，求从电容两端看进去无源二端网络的等效电阻 R

$$R=\frac{(R_1+R_2)R_3}{R_1+R_2+R_3}=\frac{(6+1)\times2}{6+1+2}\text{k}\Omega=\frac{14}{9}\text{k}\Omega$$

$$\tau = RC = \frac{14}{9} \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6}\,\text{s} = 0.155 \times 10^{-3}\,\text{s}$$

根据三要素法

$$\begin{aligned} u_C(t) &= u_C(\infty) + [u_C(0_+) - u_C(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} \\ &= 8\text{V} + (36 - 8)e^{-\frac{t}{0.155\times10^{-3}}}\,\text{V} \\ &= 8\text{V} + 28e^{-6.43\times10^3 t}\,\text{V} \end{aligned}$$

$u_C(t)$的变化曲线如图 1.35 所示。

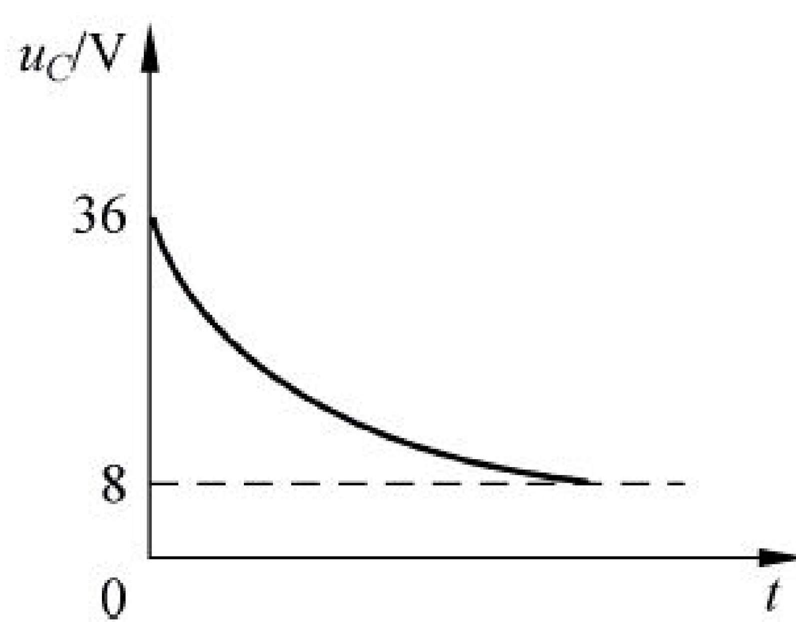


图 1.35　$u_C(t)$的变化曲线

1.7　电路分析在汽车中的应用

1.7.1　串联电路的应用

图 1.36 电路为某汽车手动空调控制系统中的调节进风量和风速的鼓风机电路原理图。图中 M 为直流电动机，FU 为熔断器，调速电阻 N_{23} 为带有抽头的线绕电阻，E_9 为单刀多掷开关。它们形成一个串联电路接在电源上(常火线 30 与搭铁之间)，随开关由 0 挡掷向 1、2、3、4 挡位的不同，串入电阻值逐渐减小，送入电动机 M 电流逐渐增大，鼓风机转速逐渐升高，从而实现调节风量与风速。

当有客户反映开关在 1 挡、2 挡位置，不能工作，但在 3 挡、4 挡位置，可以正常工作时，我们如何判断检测、维修呢？根据串联电路的知识，当图 1.36 的某一处出现断路时，则串联电路的电流为零，负载元件不能正常工作。因此，首先看电源供电有无问题，其次再看熔断器是否损坏或接触不良(因为 3 挡、4 挡还可以正常工作，不存在上述两种可能)，最后就剩下开关 E_9 和调速电阻 N_{23} 了。若更换开关 E_9 后，故障仍然没有消除，故障点显然就在 R_1、R_2 处了。可见我们理论分析的串联电路的特点(也包括并联电路的特点，电路开路、短接等特点)看似很简单，但在电路的分析、设计，故障的查找、排除中都有了实实在在的应用。

再例如，我们已经知道串联电路的总电压等于各串联电阻上的电压之和，而且其中电阻大者，分得的电压高，电阻小者分得的电压低。汽车上的一些传感器就是利用这个原理制造的。

图 1.37 为某汽车发动机水温传感器与 ECU 的联接电路图。水温传感器为一个负温度系数的半导体热敏电阻，其阻值约在 100kΩ(－40℃)到 70Ω(130℃)之间变化，与一个电阻 R 相串联接在经稳压后的 5V 电源上。当发动机水温发生变化时半导体热敏电阻的阻值也发生变化，经串联电阻 R 分 5V 的电源电压，使 THW 脚的电压也发生变化，即

$$U_{\text{THW}} = \frac{R_t}{R + R_t} \times 5\text{V}$$

使 U_{THW}反映了发动机水温。

ECU 除了采集 THW 脚的水温信号和参与发动机电控外，还具备故障自诊断功能，当发现不满足上面的分压关系式，则发出故障信号。

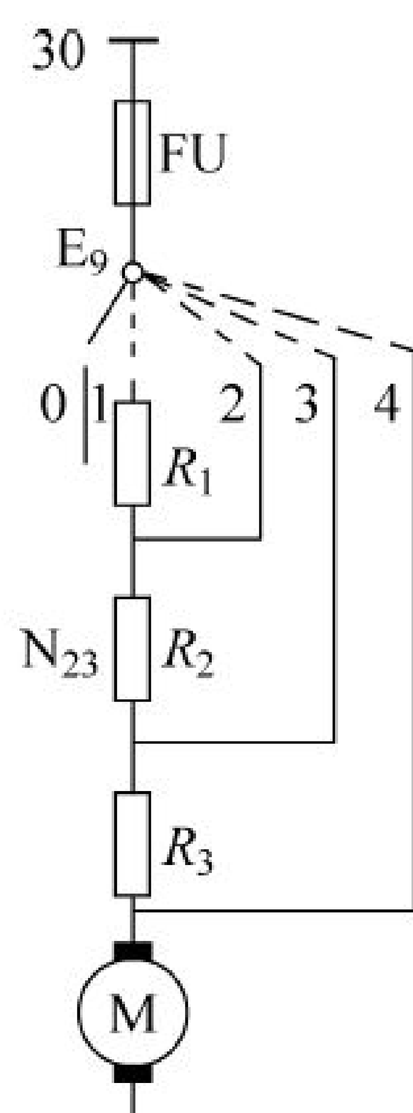


图 1.36 鼓风机电路原理图

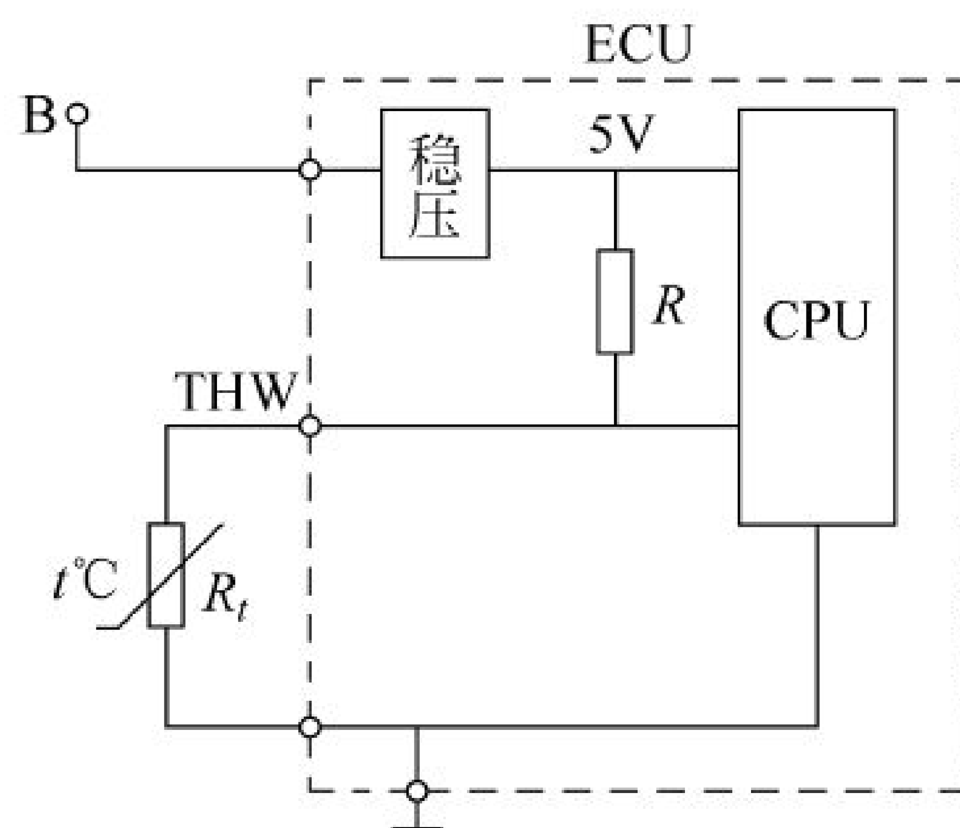


图 1.37 水温传感器与 ECU 联接电路原理图

1.7.2 电桥电路的应用

电桥电路如图 1.38 所示,其中 R_1、R_2、R_3、R_4 构成电桥的四个桥臂。U_s 为电源,G 为检流计;a、b、c、d 为四个顶点,cd 两点之间接有电源为输入对角线,a、b 两点之间接有检流计为输出对角线。当调节某个桥臂的电阻值,使检流计支路电流 $I_g=0$ 时,即 $U_{ab}=0$,称为"电桥平衡"。这时

$$I_1=I_2, \quad I_3=I_4$$

可得

$$I_1R_1=I_3R_3$$
$$I_2R_2=I_4R_4$$

即$\frac{R_1}{R_2}=\frac{R_3}{R_4}$ 或 $R_1R_4=R_2R_3$。

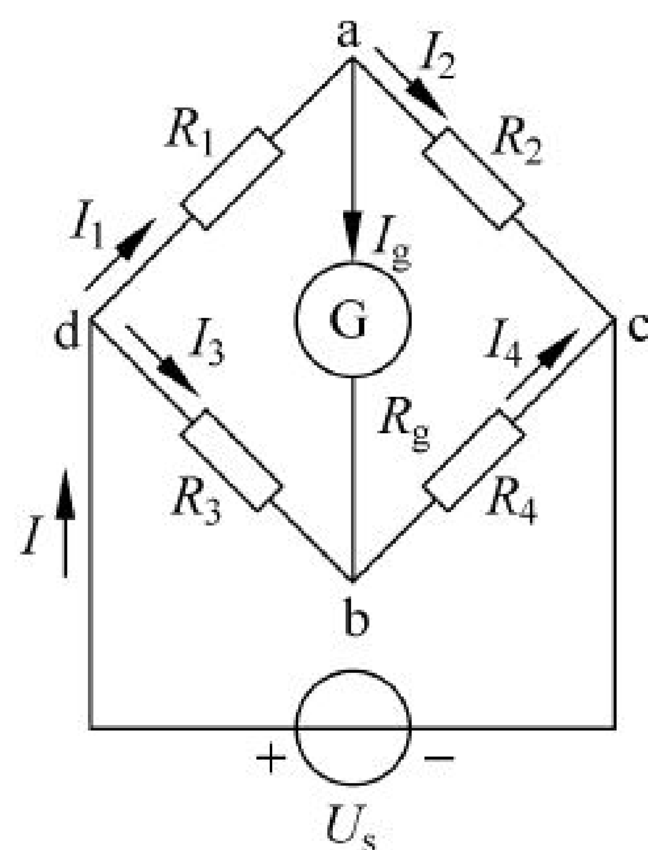


图 1.38 电桥电路

因此电桥平衡的条件为:电桥相对臂电阻之积相等,汽车电控系统中的一些传感器都使用了电桥电路。

图 1.39 为汽车发动机电喷系统中的进气压力传感器的内部结构原理图。把发动机进气歧管压力变成电信号的关键元件是利用半导体的压阻效应制成的硅膜片(图 1.39(a))。硅膜体装在一个密封的容器内,它的一面是真空室,另一面引入进气歧管压力,硅膜体上的 4 个应变电阻(图 1.39(b))连成电桥电路,输入对角线顶点由稳压电源供电,在输出对角线顶点输出压力变成的电信号(图 1.39(c))。

电桥在硅膜片不受压力没变形时,调到电桥平衡状态。当进气歧管压力增加时,膜片变形,引起电阻值的变化。在图 1.39(c)中 R_2、R_4 阻值增大,R_1、R_3 阻值等量减小,这样电桥失去平衡,在 A、B 两端形成电压信号,这个信号还较微弱,经放大器 C 放大后,输出正比于压力的电压信号。

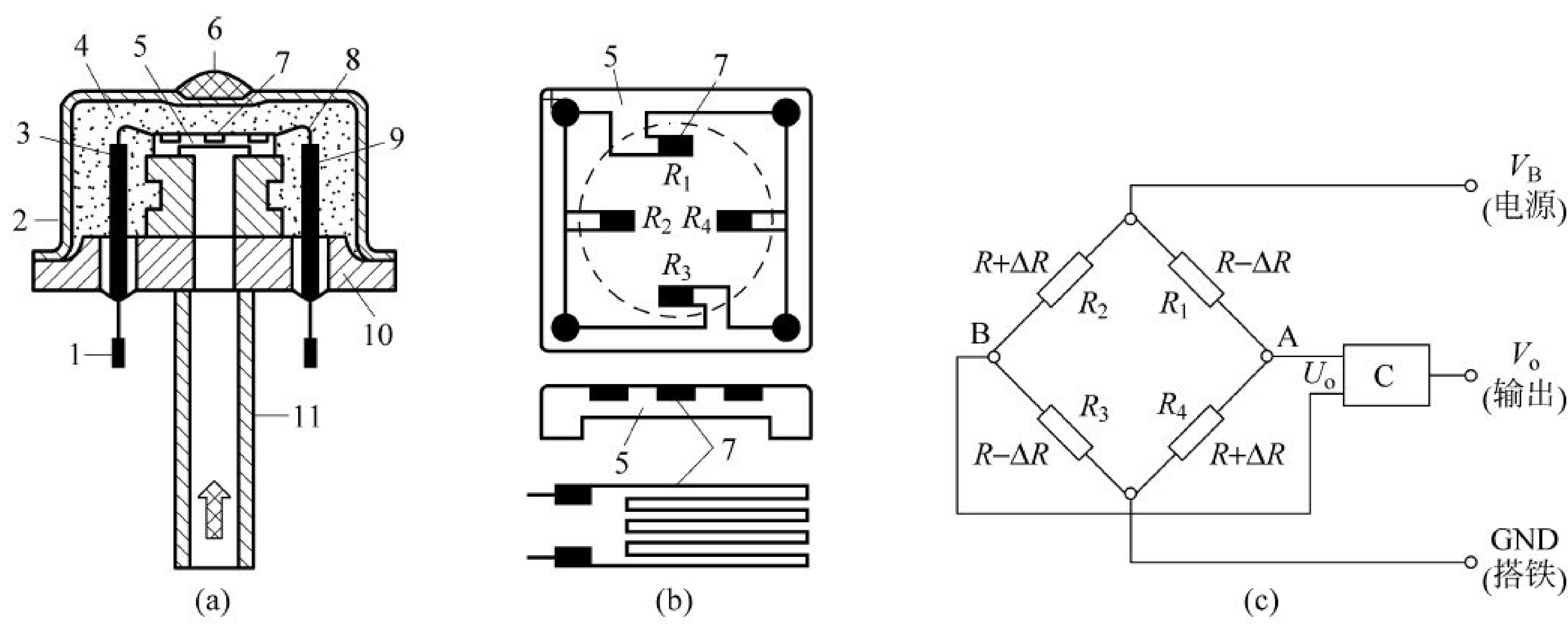


图 1.39　进气压力传感器内部电路

(a) 剖面图；(b) 硅膜片的结果；(c) 等效电路图

1—引线端子；2—壳体；3—硅杯；4—真空室；5—硅膜片；6—锡焊封口；

7—应变电阻；8—电极；9—电极引线；10—底座；11—真空管

1.7.3　电容充、放电的应用

汽车中有许多涉及延时、定时，以及控制两种状态变化频率的电子电路，都是利用电容充电或放电的暂态过程来实现的。

例如汽车上的转向信号灯和危险报警灯要求一定的频闪，控制这种闪烁发光的电路称为闪光器。目前用得较多的为无触点的晶体管闪光器，图 1.40 是一种国产的晶体管闪光器，其工作原理如下：

接通转向灯开关，VT_1 因正向偏压而饱和导通，VT_2、VT_3 则截止。由于 VT_1 的发射极电流很小，故转向灯较暗。同时，电源通过 R_1 对 C 充电(其充电路径为：+12V—R_1—C—VT_1—L—转向灯—搭铁)，使得 VT_1 的基极电位下降，当低于其导通所需正向偏置电压时 VT_1 截止。VT_1 截止后，VT_2 通过 R_3 得到正向偏置电压而导通。VT_3 也随之饱和导通，转向灯变亮。此时，C 经 R_1、R_2 放电(其放电路径为：C—R_1—R_2—C)，使 VT_1 仍保持截

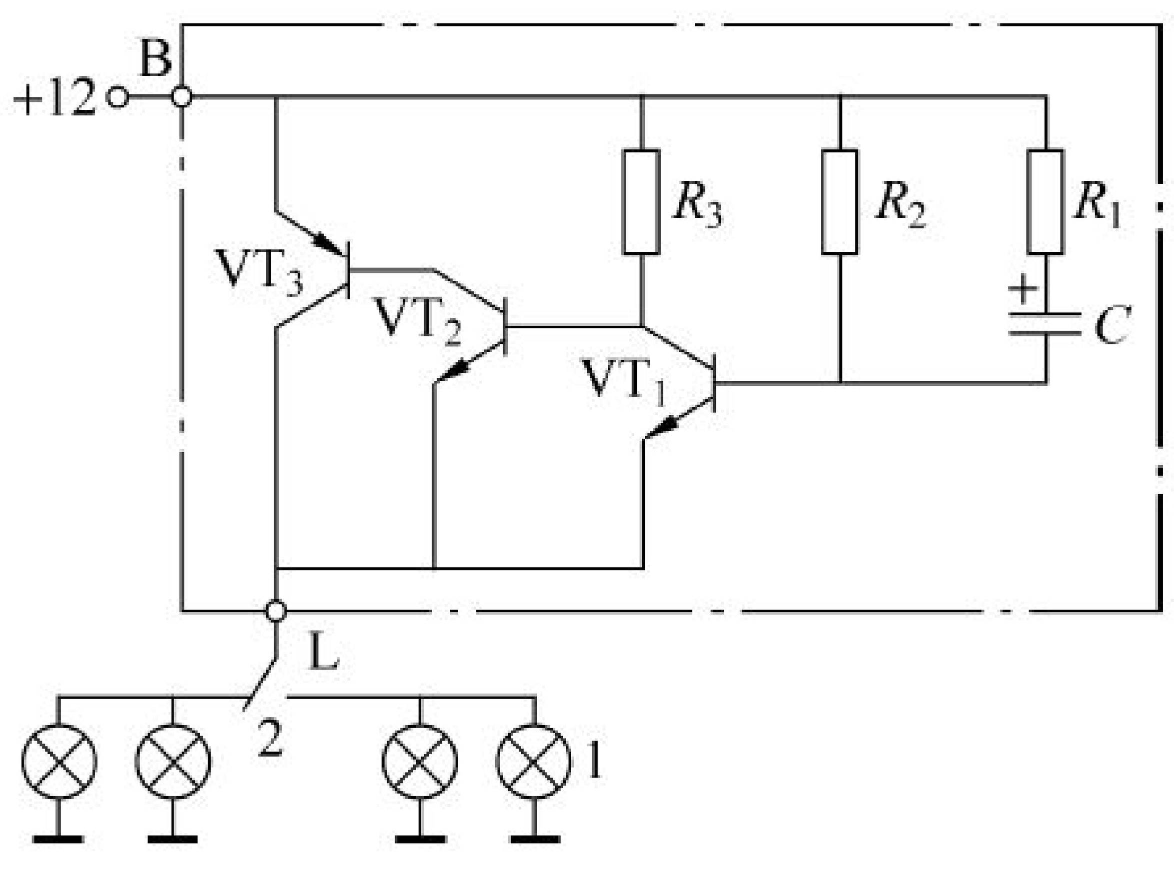


图 1.40　无触点闪光器

1—转向信号灯；2—转向开关

止,转向信号灯继续发亮。随着 C 放电电流减小,VT_1 基极电位又逐渐升高,当高于其正向导通电压时,VT_1 又导通,VT_2、VT_3 又截止,转向信号灯又变暗。随着电容的充、放电,VT_3 不断地导通、截止,如此循环,使转向灯闪烁。

其闪光频率由电容 C 的充、放电的时间常数决定。而充电时间常数 $\tau=R_1C$,放电时间常数 $\tau=(R_1+R_2)C$,因此调节 R_1 和 R_2 就可以调节闪光频率。我国国家标准规定闪光器闪光频率为每分钟60～120次。

重点与难点答疑

问题1:我们经常提到的负载大、小的含义是什么?

答:负载是本门课程的一个基本概念,负载就是用电设备,它把从电源取用的电能转换为其他形式的能量(如光能、热能、机械能等)。通常负载都是并联在电源两端的,当在电源电压恒定的前提下,负载电阻较小时,所取用的电流越大,其消耗的电功率也越大,这时说明负载大或负载增加了。反之,当负载的电阻较大时,所取用的电流就越小,所消耗的功率也越小,这时说明负载小或负载减少了。由于负载的电路模型在电路图中经常用电阻 R 表示,因此有人把负载大与负载电阻大混为一谈。请记住:负载大是指向电源所用的电流大,电功率大,而这时恰恰为负载电阻小;而负载电阻大则是用电设备的电阻 R 大。

问题2:为什么在分析计算电路时,要先假定电压和电流的参考方向?参考方向的假定有什么规律吗?

答:随着知识的深入,我们分析计算的电路越来越复杂,电压和电流的实际方向一时难以确定,而我们又要根据一些定律、定理来写表达式、列方程进行求解,并最终获得计算结果。而参考方向的假定正是上述过程所必需的,否则表达式或方程中的电压、电流的符号就无法确定。因此,参考方向是分析计算电路的手段和工具,是一个非常重要而又往往被初学者忽视的问题。我们必须记住:当分析计算电路时,一定要先标电压、电流的参考方向,再列表达式。

参考方向假定的规律是:首先电路中已知真实方向,按真实方向假定参考方向,这样可以避免计算结果的符号出错。其次按关联方向假定参考方向,这样可以使用你习惯的正确表达式。当上述两种情况都不可能时,只好任意假定。任意假定参考方向后,计算出的电压、电流的数值可正可负,但是元件在电路中能量交换的地位是不会随参考方向假定的不同而改变的。

问题3:使用电路分析的定律、定理有什么注意事项吗?

答:使用欧姆定律要先看方向,再列式子。当 U、I 方向关联时,$U=IR$;方向不关联时 $U=-IR$。

基尔霍夫定律决定了电路中的节点电流和回路电压的分配关系。在任何电路(直流、交流、瞬时、线性、非线性)中都适用,应用广泛。在使用中,应注意按基尔霍夫定律列方程计算求解时,有两个正负号的问题:一个是方程中每项的正负号,它是由基尔霍夫定律的内容规定(代数和)本身所具有的;另一个是习题中已知数据的正负,两者不能混淆。

使用叠加原理有两点需注意：一是它仅适用于线性电路；二是电路计算时电压、电流可以叠加，但功率是不能直接叠加的。当电路中电源数目较少，先尝试分解一下，分解后的电路为简单电路时，适宜于用叠加原理进行分析计算。叠加原理是分析线性电路的普通原理。在电路的暂态分析、非正弦交流电路的分析及电子电路（线性放大状态）的分析中都有使用。

戴维南定理是等效电源定理之一。它用在一个复杂的电路中仅求一条支路的电流或电压时，较为方便。使用戴维南定理的重要一步是求有源二端网络的等效电压源。求二端网络的开路电压 U_{abk} 时，若为简单电路，只需使用分压分流公式、欧姆定律、基尔霍夫定律便可求出。若断开待求支路后形成的有源二端网络仍为复杂电路时，则要调动更多的电路分析方法来求 U_{abk}。等效内阻 R_0 则有好几种方法求解，如除源等效法（多用于电路计算）、加压求流法和开路短路法（常用于工程分析中）。

问题4：研究电路的暂态分析的实际意义是什么？

答：（1）把电路的暂态过程用在一些由半导体器件组成的电子电路中，可以实现某些特殊需要的电信号的变换或产生，如锯齿波、三角波、尖脉冲等。

（2）通过改变产生暂态过程中电阻、电容或电阻、电感的数值（即改变时间常数）进而改变产生暂态过程的快慢。例如控制 RC 电路暂态过程中，充电或放电时间，可以制成各种各样的延时、定时电路。

（3）通过对电感线圈中的暂态过程可能产生过电压和电容电路中的暂态过程可能产生过电流的分析，可以预防和减小过电压、过电流对电器设备的损坏。

问题5：在一阶电路的三要素法中，求时间常数 τ 要注意什么？

答：首先要在换路后（即 $t \geqslant 0$）的电路中求时间常数 τ。其次在一次换路的电路中，所有物理量 $f(t)$ 都为一个时间常数。在 RC 电路中 $\tau = RC$，在 RL 电路中 $\tau = \frac{L}{R}$。上两式中的 R 为在换路后的电路中，从储能元件两端断开后所得的无源二端网络（如果网络内有电源要除源）的等效电阻。

练　习　题

1-1　在图1.41中，已知 $U=-10\text{V}$，$I=1\text{A}$。试问：

（1）电压 U 与电流 I 的实际方向是什么？a、b两点哪一点电位高？

（2）该元件的功率是多少？它是产生功率还是消耗功率？

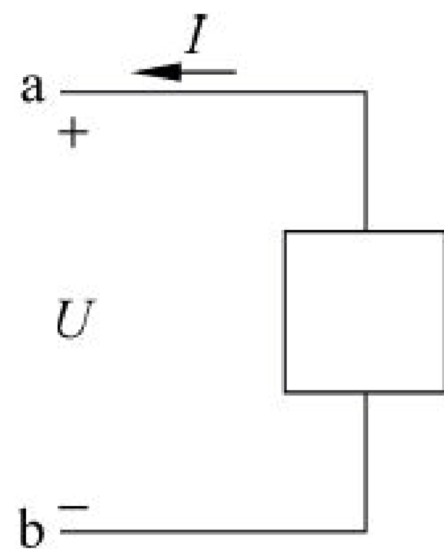


图1.41　题1-1图

1-2　某白炽灯的电压为220V，功率为60W，求流过灯泡的电流和灯泡的电阻。

1-3　一个10kΩ、1W的电阻器，使用时最高能加多大电压？能允许通过多大电流？

1-4　有两只灯泡，其上标明数据分别为110V、40W和110V、15W，试问能否将它们串联后接入220V电源？如果接入，那么每只灯泡实际承受的电压为多少？

1-5 有一个10V的恒压源,计算它在下列情况下的输出电流和功率:

(1) 开路;

(2) 两端接入一个5Ω的电阻;

(3) 两端接入一个1Ω的电阻。

1-6 有一个10A的恒流源,计算它在下列情况下的输出电压和功率:

(1) 短路;

(2) 两端接入一个1Ω的电阻;

(3) 两端接入一个5Ω的电阻。

1-7 试计算图1.42所示电路中的 I 和 U。

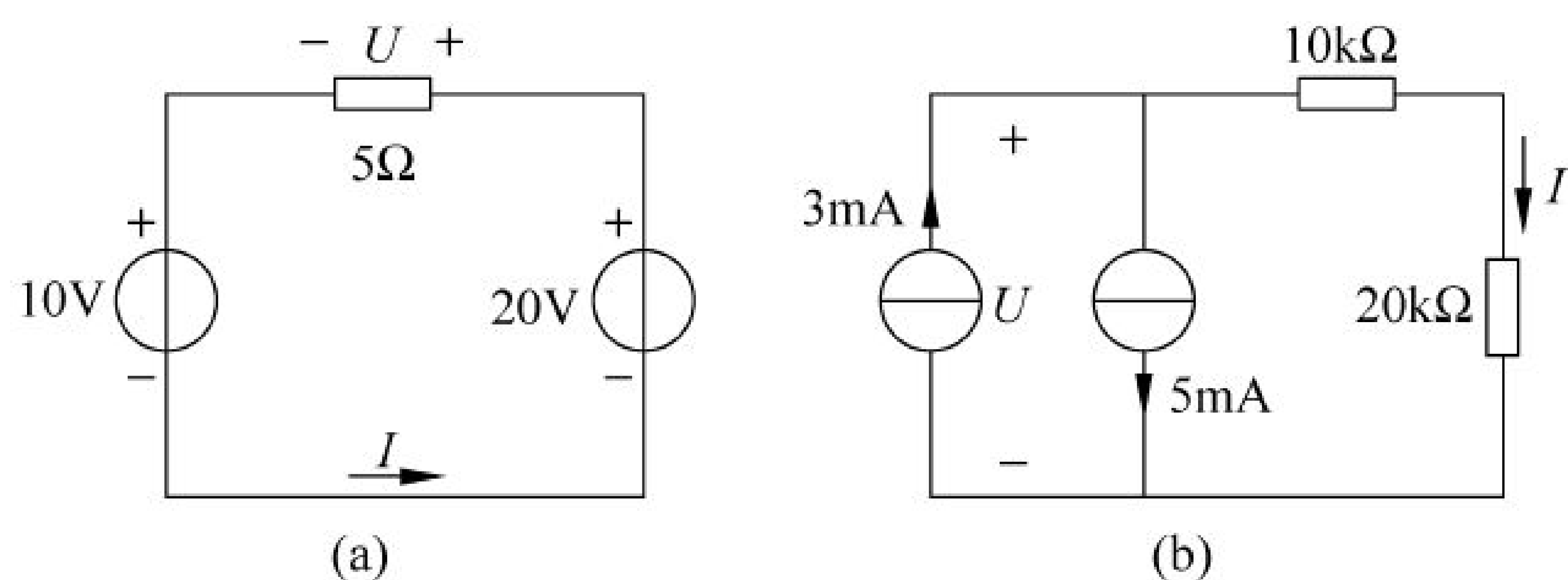


图1.42 题1-7图

1-8 试计算图1.43所示电路中的 U_{AB}。

1-9 试计算图1.44所示电路开关S断开与闭合两种情况下A点和B点的电位。

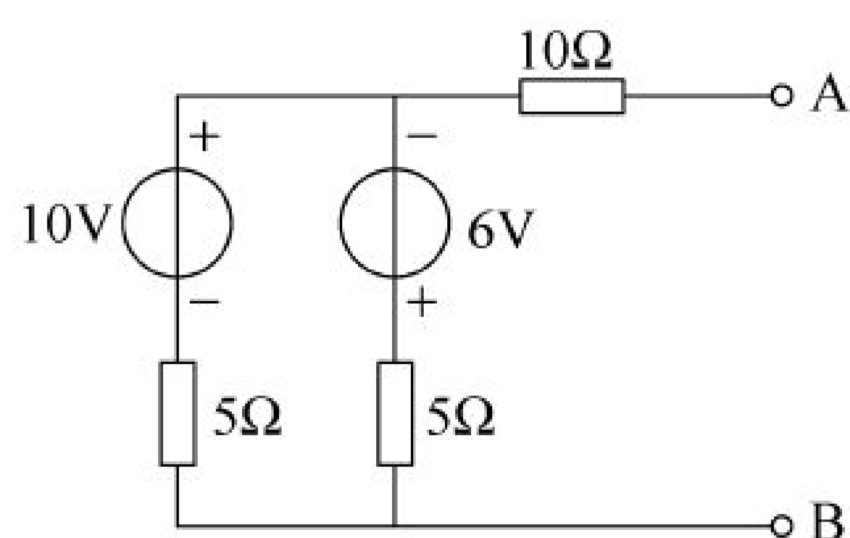


图1.43 题1-8图

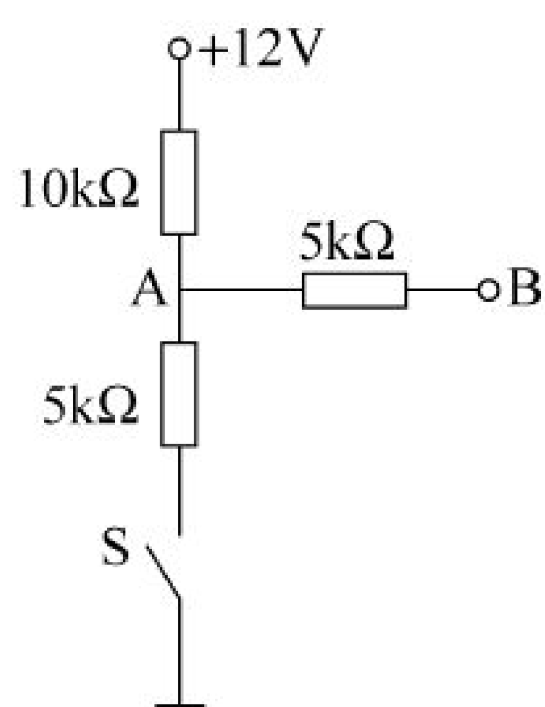


图1.44 题1-9图

1-10 画出图1.45电源习惯画法的电路图。

1-11 按图1.46所示电路中所规定的参考方向,确定各元件中的电流和电压的实际方向,计算各元件的功率,并指出该元件是吸收功率还是发出功率。

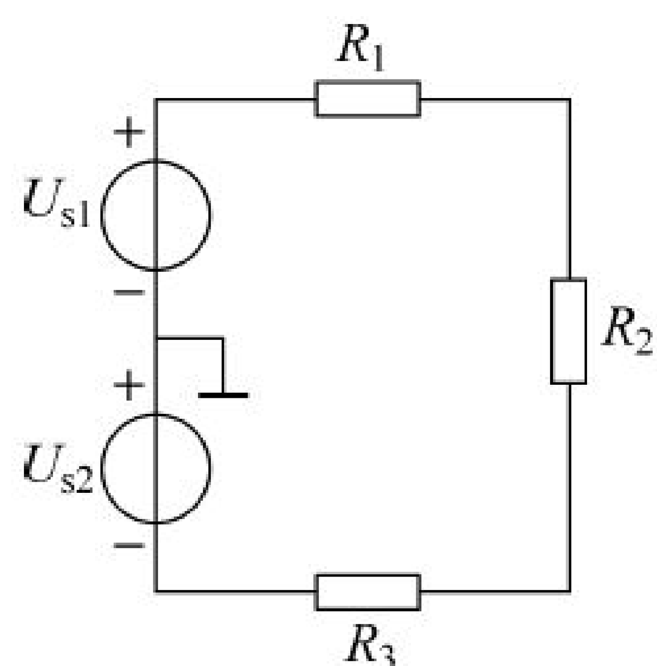


图1.45 题1-10图

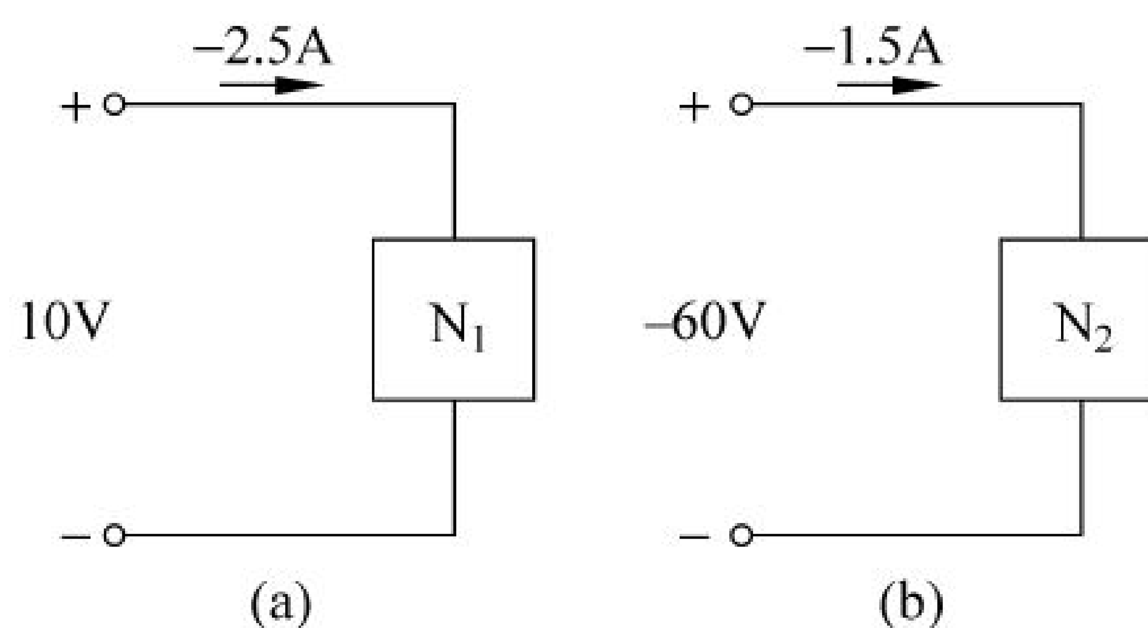


图1.46 题1-11图

1-12　计算图 1.47 所示电路中的电流 I 和电压 U。

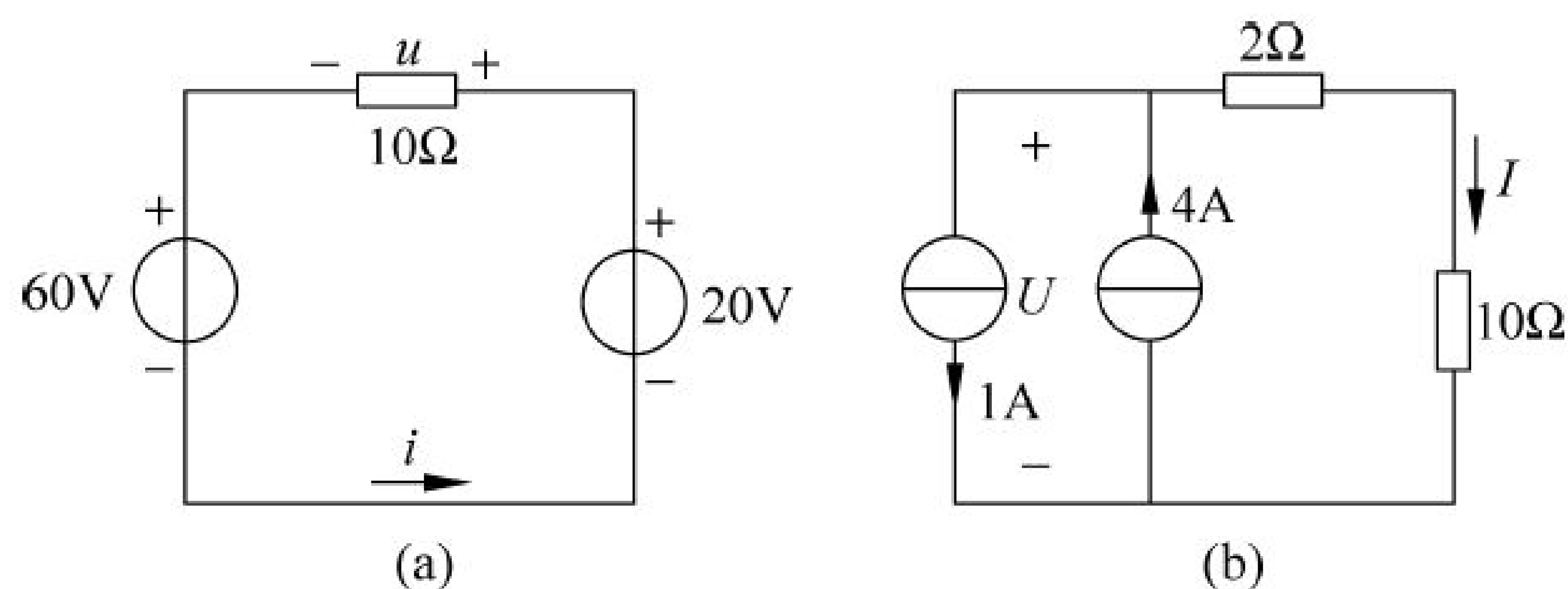


图 1.47　题 1-12 图

1-13　电路如图 1.48 所示，求：

（1）各图中线性电阻两端电压 U；

（2）各电源及线性电阻的功率，并判断其性质。

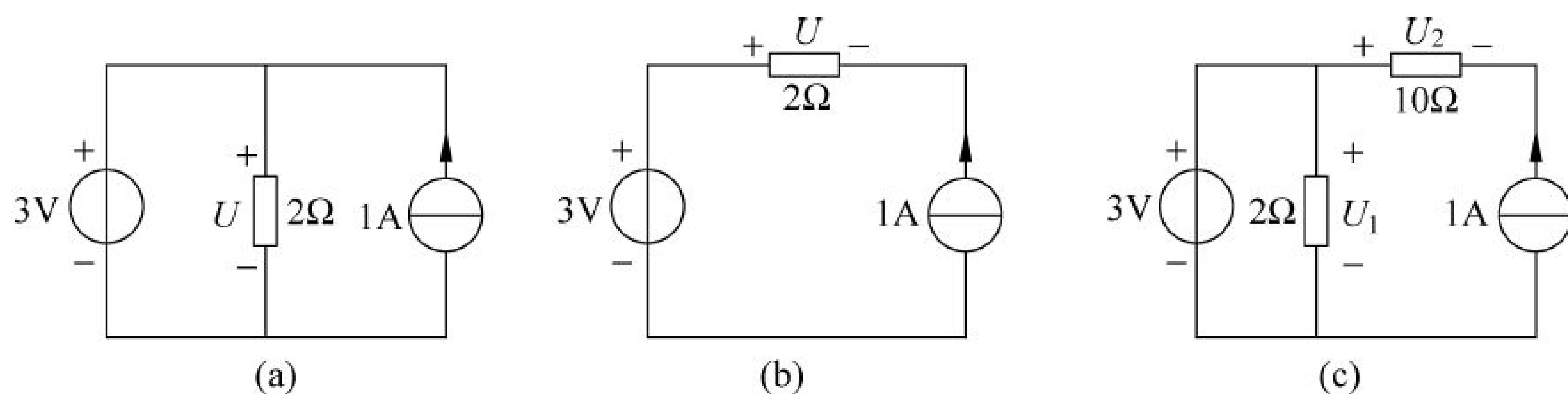


图 1.48　题 1-13 图

1-14　求图 1.49 所示电路中的 I、U_s 及 R。

1-15　求图 1.50 所示电路中 A 点的电位及恒流源输出的功率，判断它们是电源还是负载。

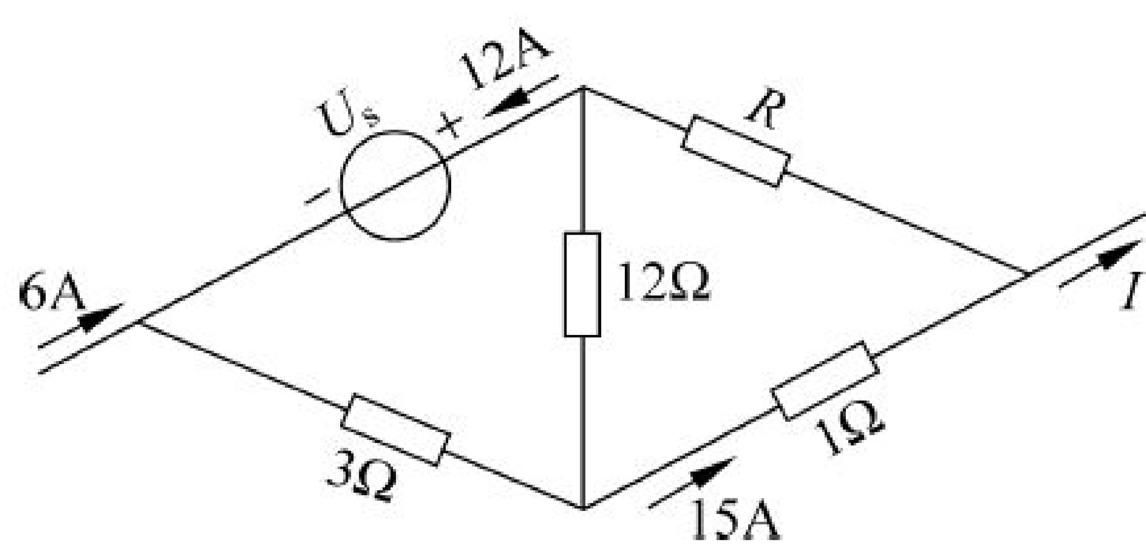


图 1.49　题 1-14 图

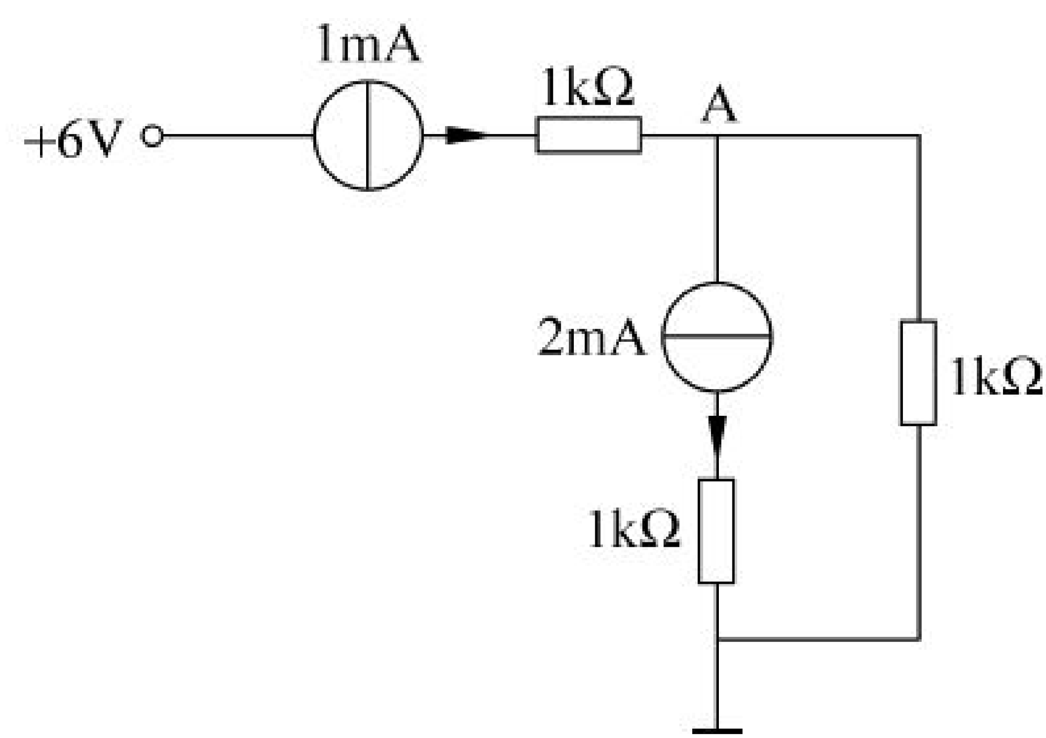


图 1.50　题 1-15 图

1-16　求图 1.51 所示电路中 a、b、c 各点的电位。

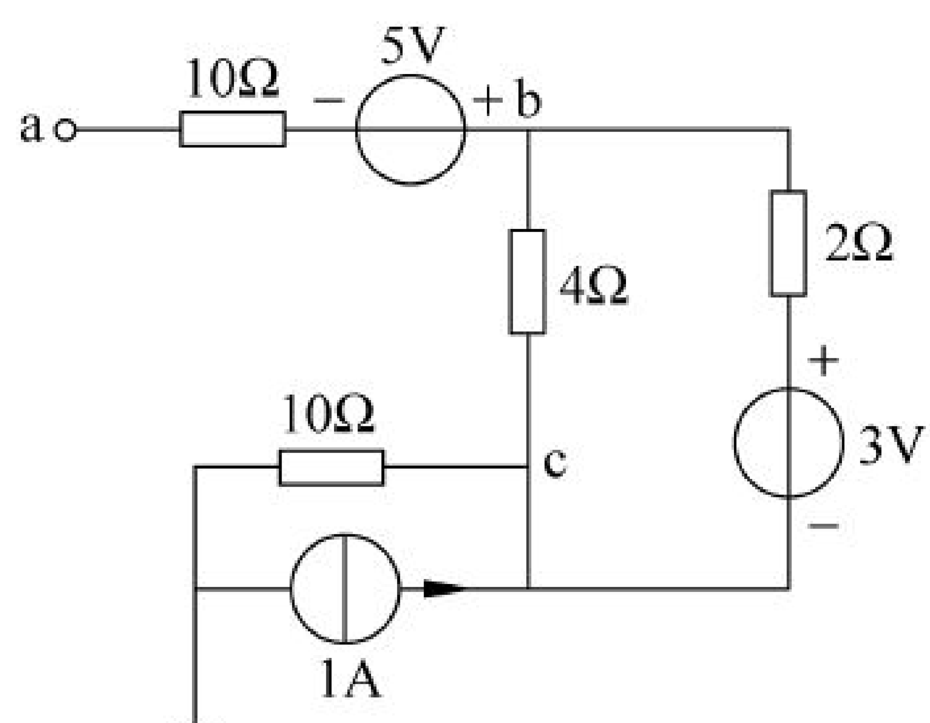


图 1.51　题 1-16 图

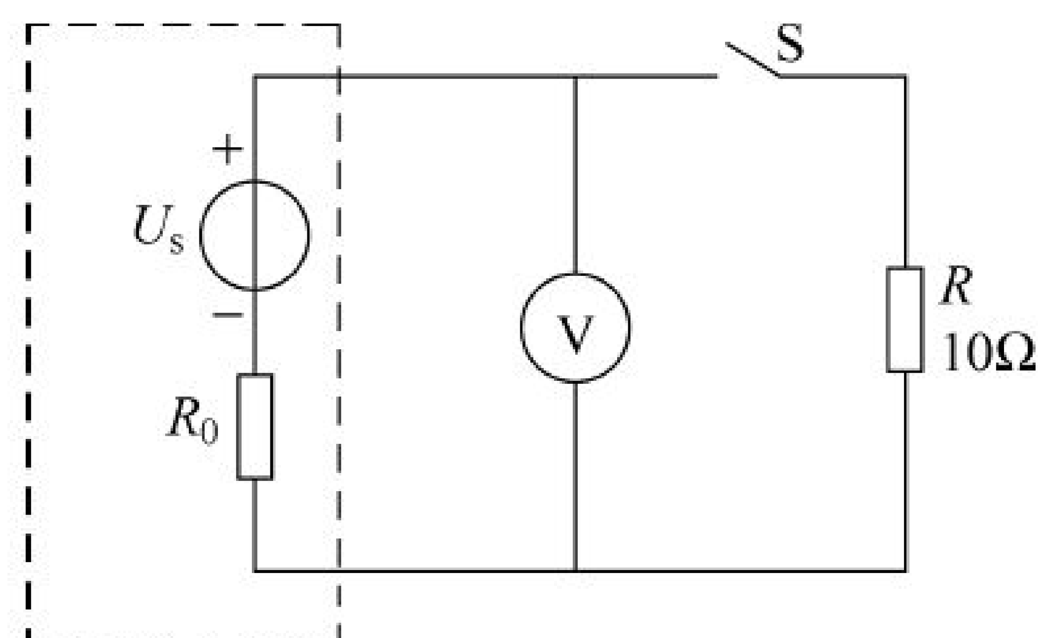


图 1.52　题 1-17 图

1-17 图1.52所示电路是一测量实际电压源 U_s 和内阻 R_0 的实际电路,电压表内阻可认为无限大。当开关S断开时,电压表读数为12V;开关S闭合时,电压表的读数为11.8V。试求电压 U_s 和内阻 R_0。

1-18 用叠加原理求图1.53所示电路中各支路的电流,并计算各电阻吸收的功率和各电源发出的功率。

1-19 用叠加原理求图1.54所示电路中4kΩ电阻两端的电压 U。

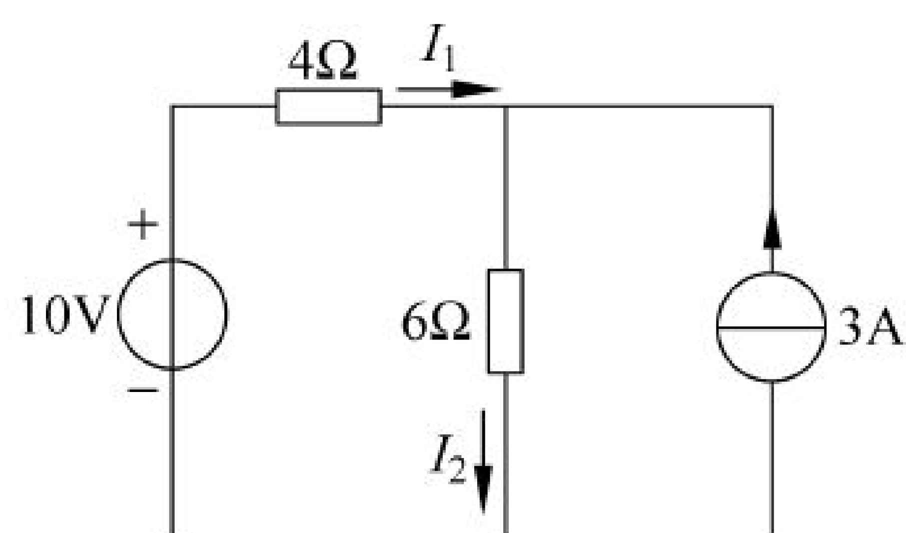


图1.53 题1-18图

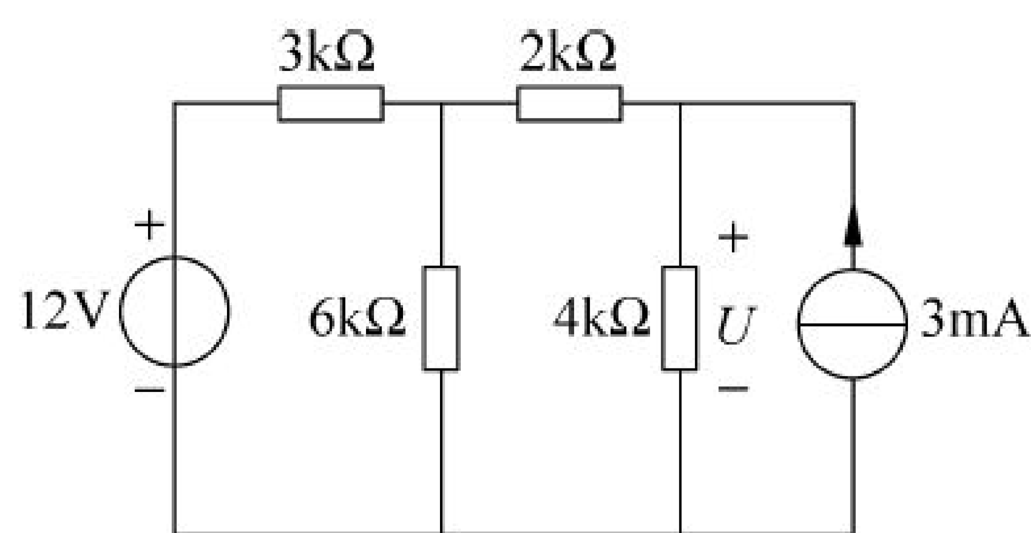


图1.54 题1-19图

1-20 将图1.55所示各电路化为等效电压源。

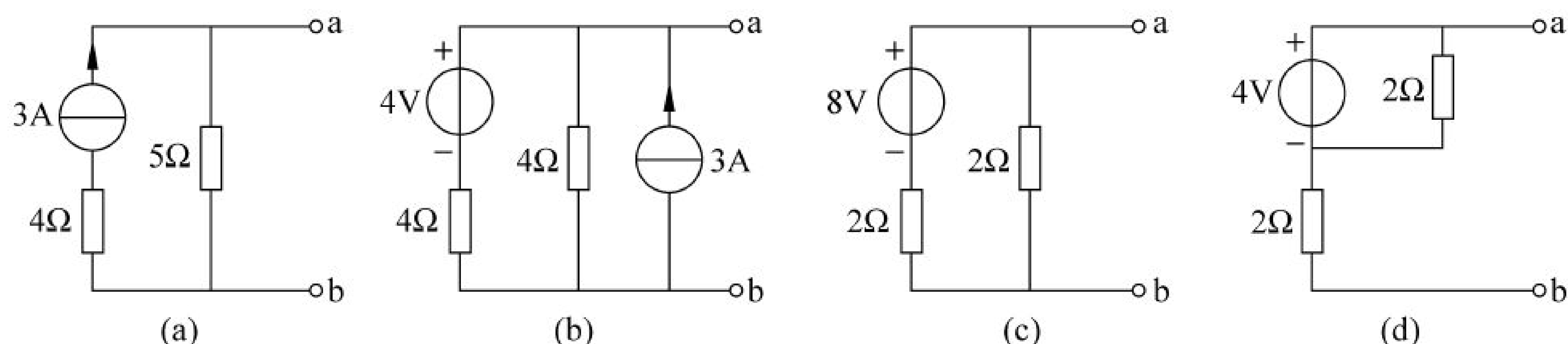


图1.55 题1-20图

1-21 试用电源等效变换的方法求图1.56所示电路中的电流 I。

1-22 用戴维南定理求图1.57所示电路中的电流 I。

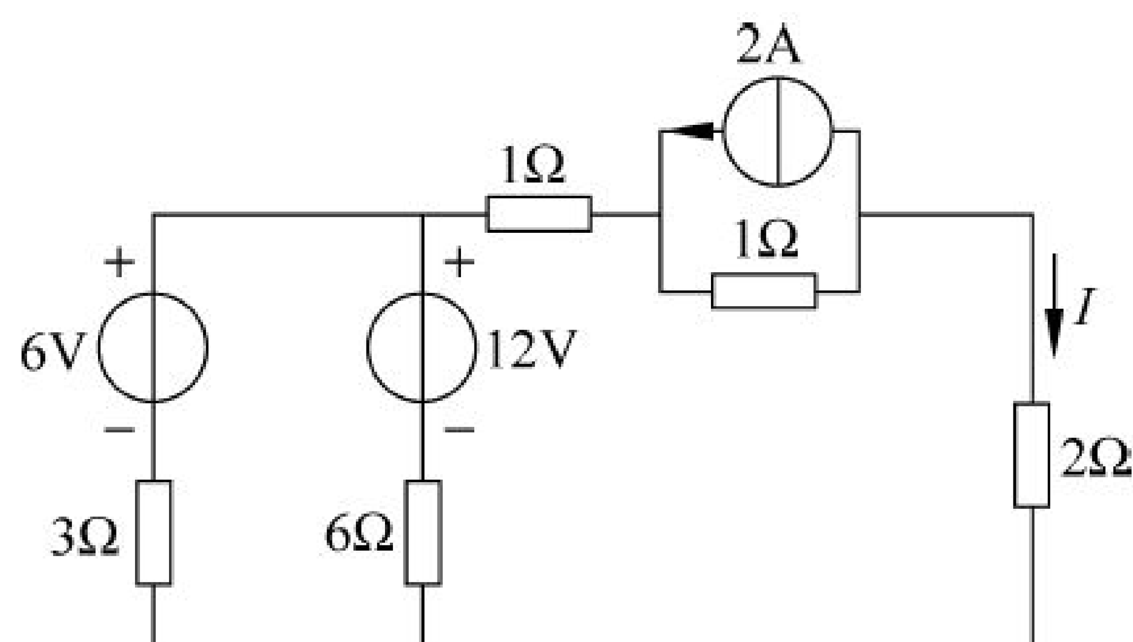


图1.56 题1-21图

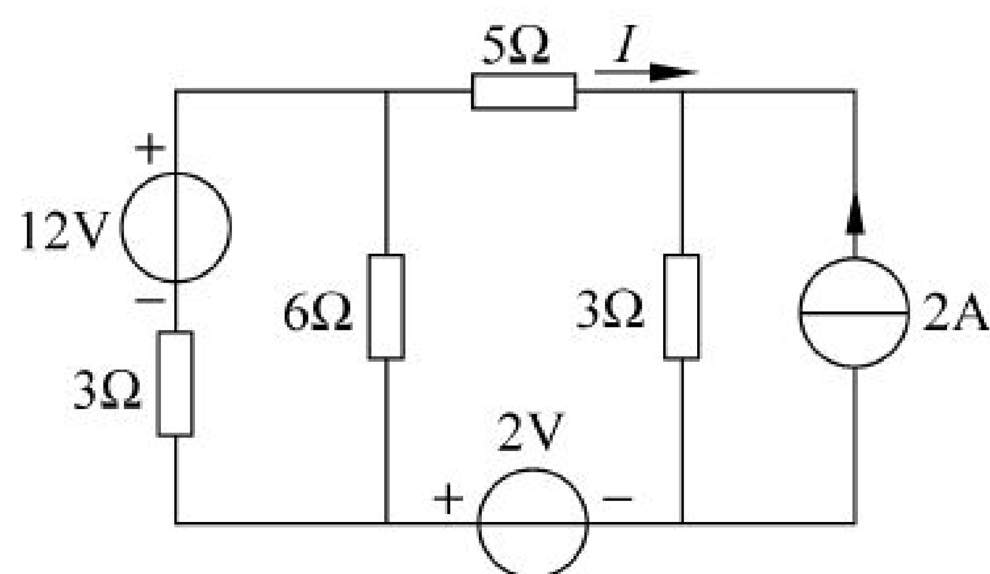


图1.57 题1-22图

1-23 用戴维南定理求图1.58所示电路中的电流 I。

1-24 在图1.59所示电路中,$U_s=20\text{V}$,$R_1=5\text{k}\Omega$,$R_2=10\text{k}\Omega$,$C=4\mu\text{F}$,在开关断开前,电路已处于稳态。当开关打开后,试求电容电压 $u_C(t)$ 和电流 $i_C(t)$,作出它们随时间 t 变化的曲线。

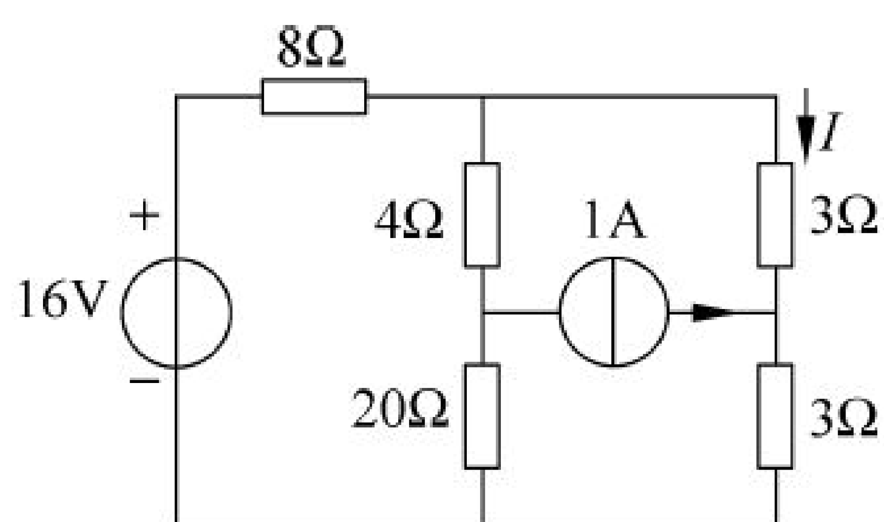


图 1.58　题 1-23 图

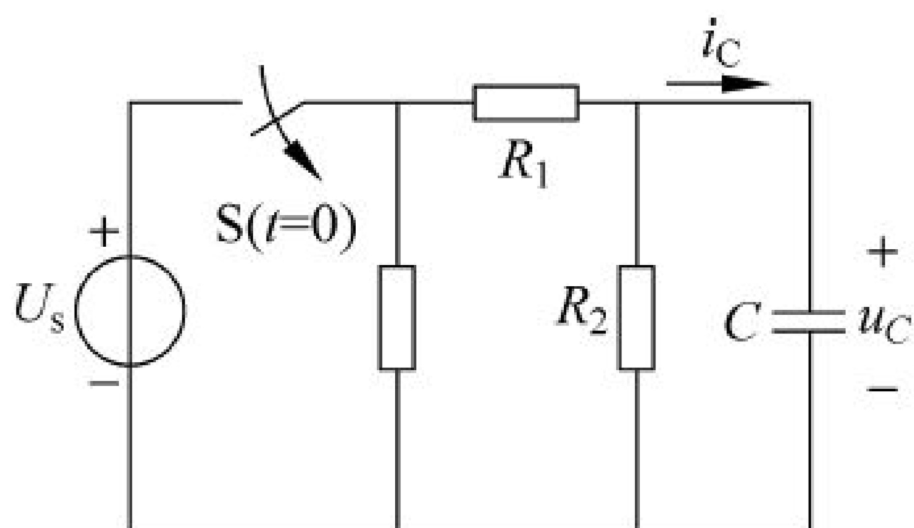


图 1.59　题 1-24 图

1-25　在图 1.60 所示电路中，$U_s=50V$，$R_1=4\Omega$，$R_2=20\Omega$，$R_3=6\Omega$，$C=4\mu F$，开关 S 闭合前电路处于稳态。试求开关闭合后电容中电流 $i(t)$ 和电容器电压 $u_C(t)$，作出曲线。

1-26　在图 1.61 所示电路中，$U_s=10V$，$R_1=6\Omega$，$R_2=4\Omega$，$L=10mH$，开关断开时的电路已处于稳态。试求开关 S 闭合后电感中 $i_L(t)$ 和 $u_L(t)$。

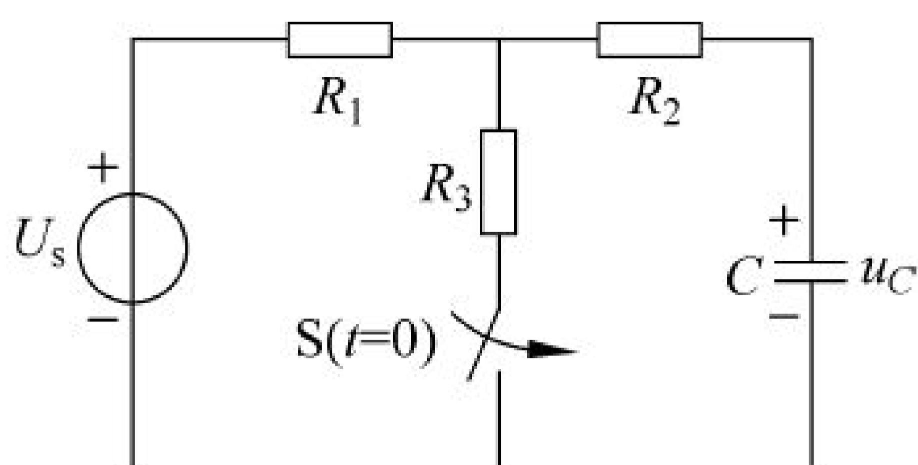


图 1.60　题 1-25 图

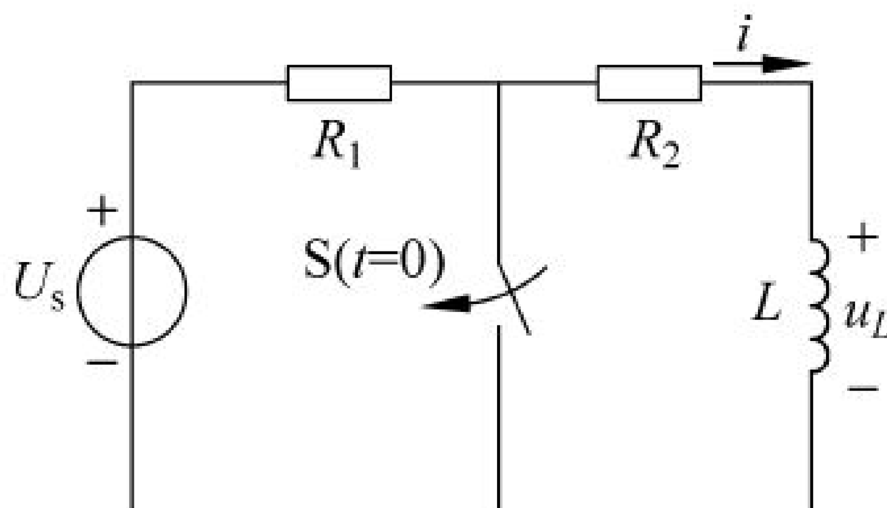


图 1.61　题 1-26 图

自我测验题

（共 100 分，120 分钟）

一、填空题（每空 1 分，共 40 分）

1. 完整的电路主要由________、________和________构成。

2. 电源和负载的本质区别是：电源是把________能量转换成________能的设备；而负载是把________能转换成________能的设备。

3. 常见的无源理想元件有________、________和________；常见的有源电路元件有________和________。

4. 电路元件上的电压和电流成正比变化的电路称为________电路。此类电路中各支路上的________和________均具有叠加性，但电路中的________不具有叠加性。

5. 在分析计算电路时，首先要标出各物理量的________。

6. 电路中电流代数量 I 的数值________零，说明电流的实际方向和参考方向相反。

7. 一个实际电压源和一个电阻串联的电路，当负载开路时，电源的输出电流为________，电源端电压等于________。当负载被短路时，电源的输出电流为________，电源端电压等于________。

8. 电流沿电压降低的方向取向称为________方向，这种方向下计算的功率为正值时，说明元件________电能；电流沿电压升高的方向取向称为________方向，这种方向下计算

的功率为正值时,说明元件________电能。

9. 产生电流的根本原因是________。电路中任意两点之间电位差等于这两点间________。电路中某点到参考点间的________称为该点的电位。电位具有________性。

10. 线性电阻元件上的电压、电流关系,任意瞬间都受________定律的约束;电路中各支路电流任意时刻均遵循________定律;回路上各电压之间的关系则受________定律的约束。

11. 电路中产生暂态过程的两个必备条件是________和________。主要的暂态响应包括________和________、________三种。

12. 若换路前 $i_L(0_-)=5mA$,则换路的瞬间,电感元件相当于________;若换路前 $u_C(0_-)=3V$,则换路的瞬间,电容元件相当于________。

二、判断题(每小题1分,共12分)

1. 电路中某元件上的电压与参考点的选择有关。 ( )
2. 电源内部的电流方向总是由电源负极流向电源正极。 ( )
3. 理想电流源短路时,其输出电流无穷大。 ( )
4. 电压表和功率表都是串接在待测电路中。 ( )
5. 实际电压源内阻为零时,即为理想电压源。 ( )
6. 电源短路时输出的电流最大,此时电源输出的功率也最大。 ( )
7. 线路上负载电阻串联得越多,其等效电阻越大,因此取用的电流也越大。 ( )
8. 叠加原理适用于计算线性电路中的电流和电压。 ( )
9. 若电路中两点的电位都很高,则这两点间的电压也一定很大。 ( )
10. 可以把2V和3V的两个电池串联后作为5V电源使用。 ( )
11. 零输入响应时,时间常数 τ 是电流或电压由起始值衰减到该值的0.632倍所需要的时间。 ( )
12. 100V的直流电源通过100kΩ的电阻对10μF电容充电,经过1s后,充电电流将达到0.368mA。 ( )

三、选择题(每小题2分,共28分)

1. 下面对电路中某点的电位描述正确的是( )。

A. 该点与节点之间的电压　　B. 该点与参考点之间的电压
C. 该点与对应点之间的电压　　D. 该点与汇合点之间的电压

2. 一个输出电压几乎不变的设备有载运行,当负载增大时,通常是指( )。

A. 负载电阻增大　　B. 负载电阻减小
C. 电源输出的电流增大　　D. 电源输出的电流减小

3. 电路图中标注的电流方向是( )。

A. 正电荷运动的方向　　B. 负电荷运动的方向
C. 实际方向　　D. 参考方向

4. 电流源开路时,该电流源内部( )。

A. 有电流,有功率损耗　　B. 有电流,无功率损耗
C. 无电流,有功率损耗　　D. 无电流,无功率损耗

5. 有"220V、100W"和"220V、25W"白炽灯两盏,串联后接入220V交流电源,其亮度情

况是(　　)。

A. 100W 灯泡最亮　　B. 25W 灯泡最亮　　C. 两只灯泡一样亮　　D. 无法判断

6. 当 R_1、R_2、R_3 三个电阻并联时，其总的等效电阻 R 的表达式为(　　)。

A. $R=R_1+R_2+R_3$　　B. $R=\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}$

C. $R=\frac{R_1R_2R_3}{R_1+R_2+R_3}$　　D. $R=R_1 /\!/ R_2 /\!/ R_3$

7. 图 1 所示电路中，电流 I_1 的正确表达式为(　　)。

A. $I_1=\frac{E_1+U_{ab}}{R_1}$　　B. $I_1=\frac{E_1+U_{ab}}{R_1+R_3}$　　C. $I_1=\frac{E_1+E_2}{R_1+R_2}$　　D. $I_1=\frac{U_{ab}}{R_3}$

8. 图 2 所示电路中，A 点电位 U_A 为(　　)。

A. 12V　　B. －12V　　C. －6V　　D. 6V

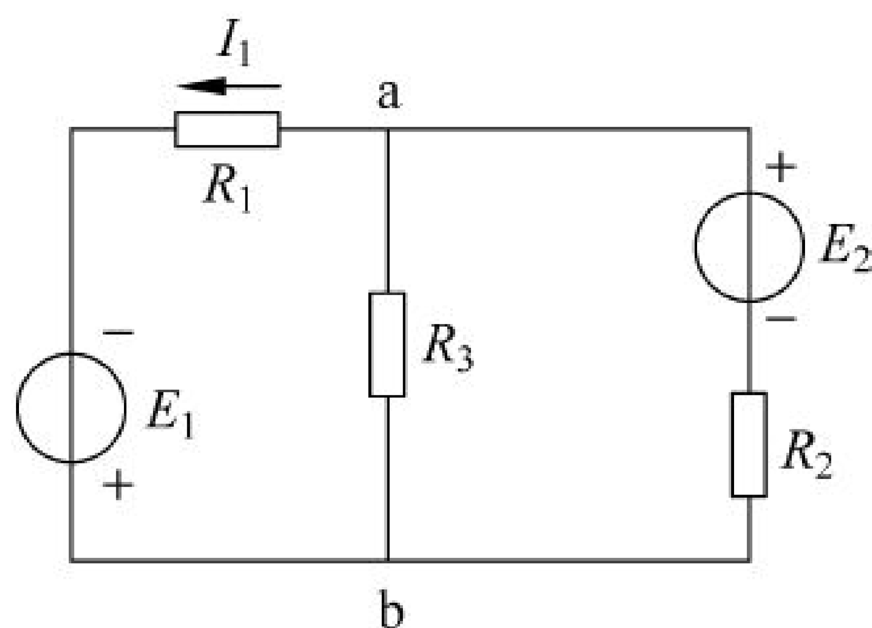


图　1

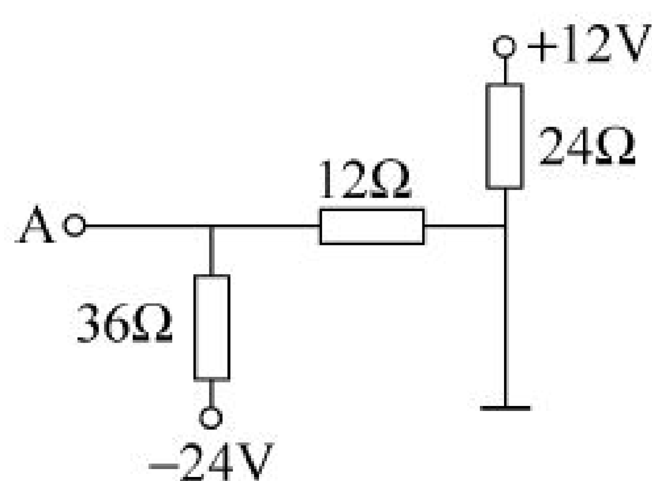


图　2

9. 对于图 3 所示电路，下列正确的说法是(　　)。

A. R 增加时，I_1、I_2、I_3 不变　　B. R 增加时，I_1 增加

C. R 增加时，I_2 增加　　D. R 增加时，I_3 增加

10. 关于图 4 所示电路中，以下陈述正确的是(　　)。

A. U_s、I_s 都是电源　　B. U_s、I_s 都是负载

C. U_s 是电源，I_s 是负载　　D. U_s 是负载，I_s 是电源

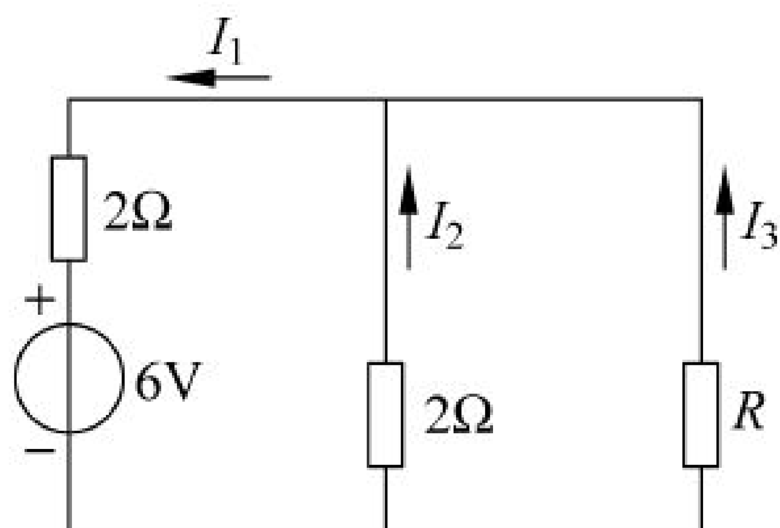


图　3

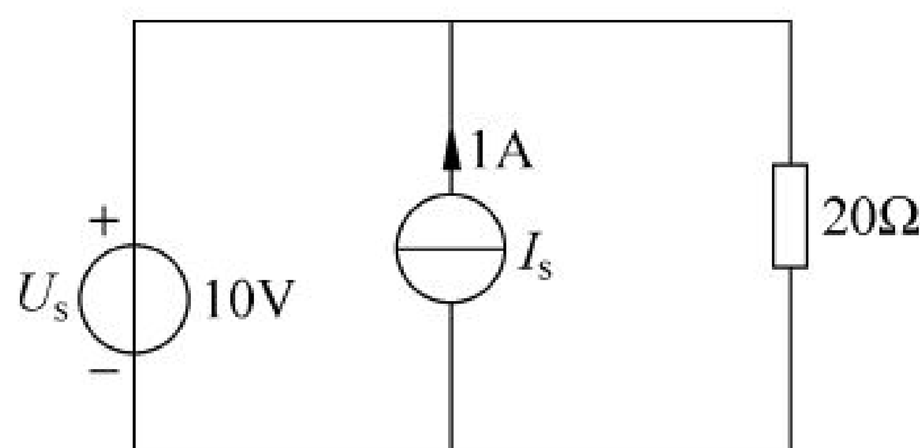


图　4

11. 图 5 所示电路中，安培表、伏特表均为理想电表，电池内阻不计，如果伏特表被短接，则(　　)。

A. 灯被烧毁　　B. 灯特别亮

C. 伏特表被烧毁　　D. 安培表被烧毁

12. 图 5 所示电路中如果安培表被短接，则(　　)。

A. 电灯不亮　　B. 电灯被烧毁

C. 不发生任何事故　　　　　　　　D. 电流表被烧毁

13. 图6所示电路中,$i(t)$的响应是(　　)。

A. 零输入响应　　B. 零状态响应　　C. 完全相应　　D. 其他

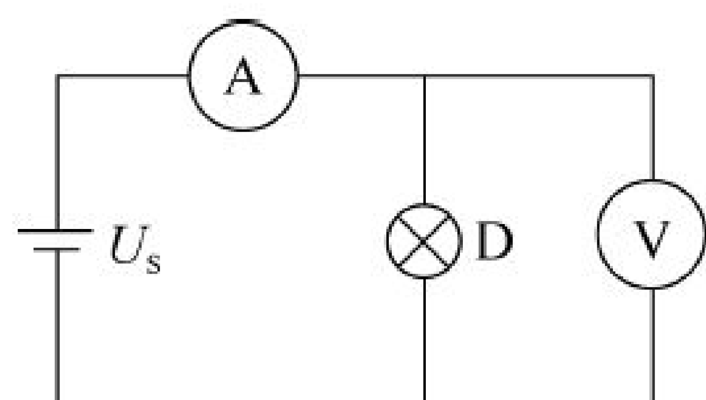


图 5

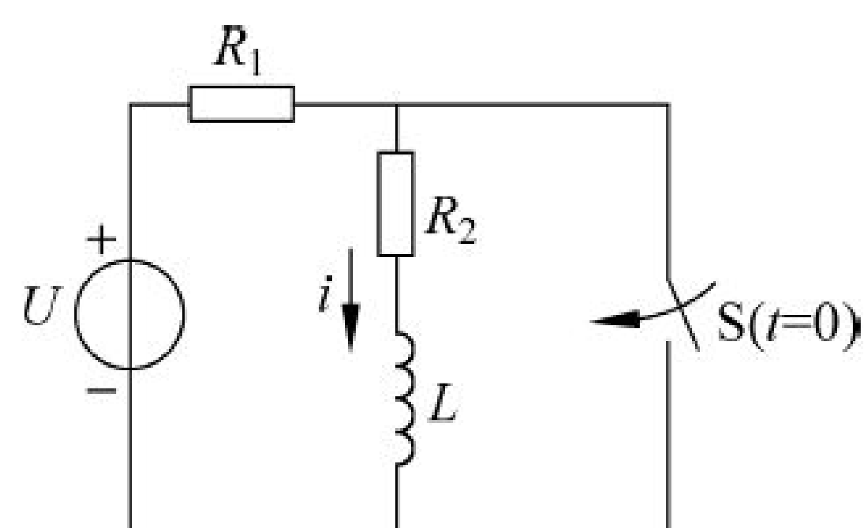


图 6

14. 图7所示电路中,时间常数τ为(　　)。

A. 0.1s　　B. 0.05s　　C. 0.06s　　D. 0.04s

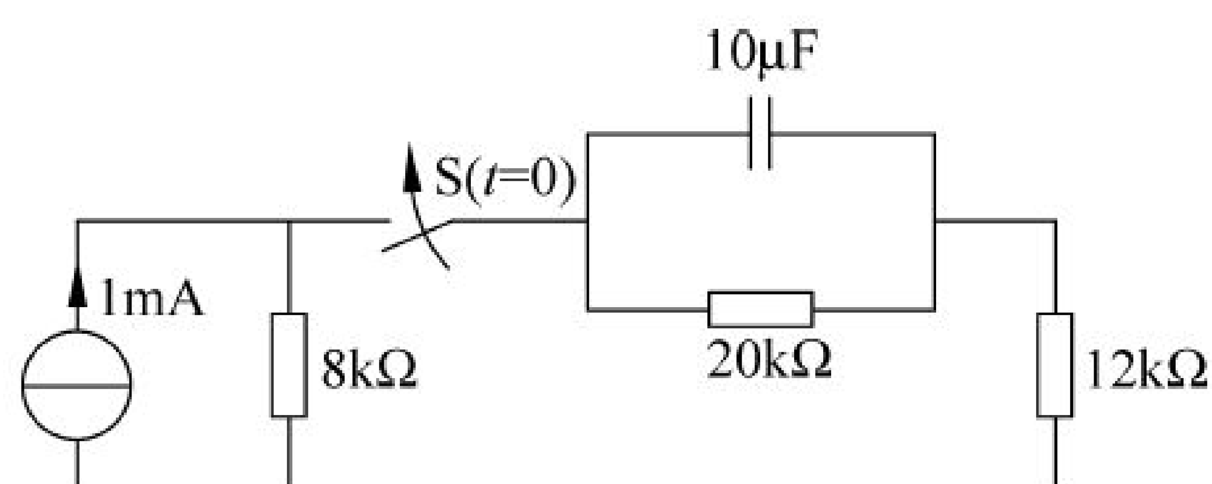


图 7

四、计算分析题(共20分)

1. 图8所示电路中,已知电流$I_1=-10\text{A}$,$I_2=6\text{A}$。求两个电流表的读数。(4分)

2. 图9所示电路中,节点和支路各是多少?求U_{ab}和I。(6分)

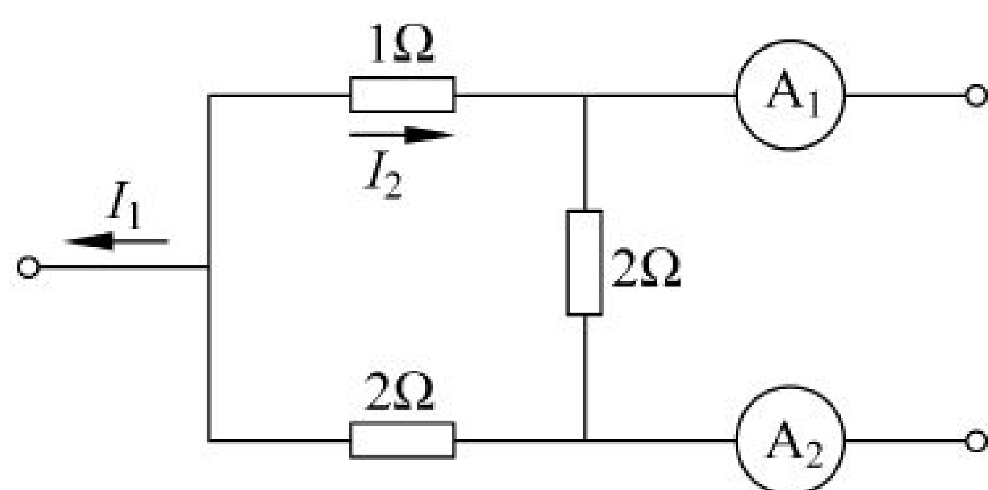


图 8

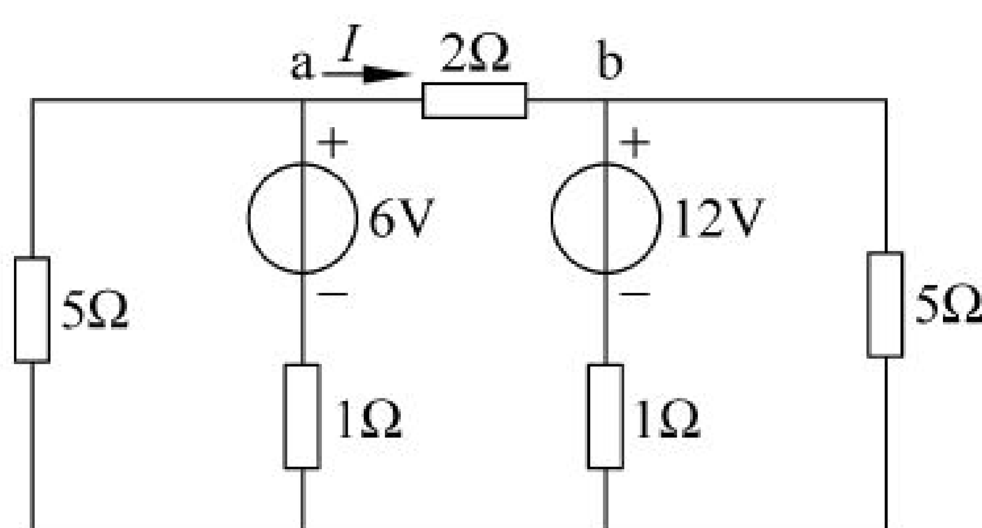


图 9

3. 分别用叠加原理和戴维南定理求图10所示电路中的I,其中恒压源为10V,恒流源为10A。(10分)

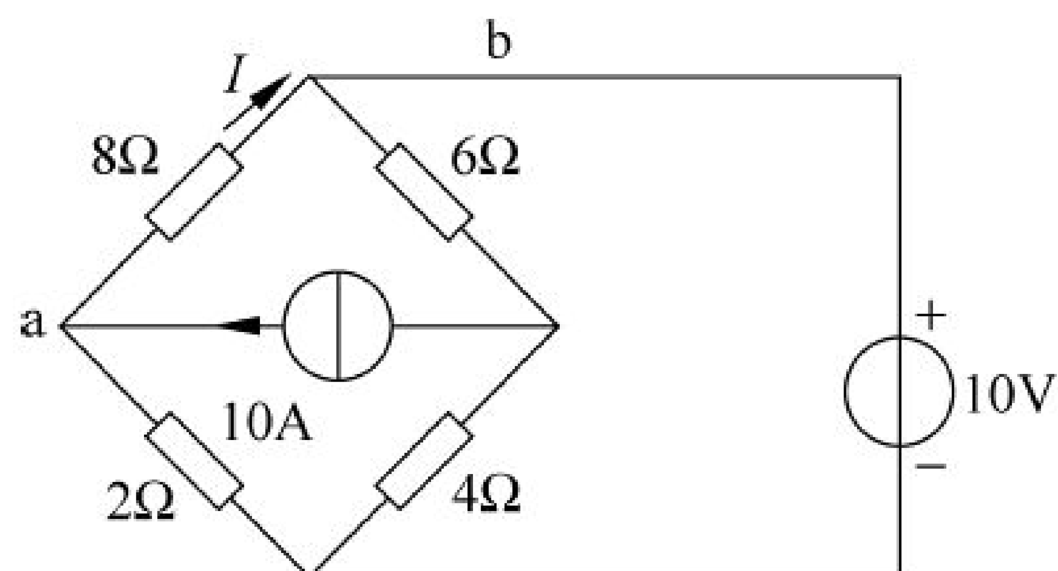


图 10

第 2 章

正弦交流电路

学习要求：通过本章的学习，要求学习者应达到如下目标：

（1）掌握正弦交流电的三要素和相位差；相量图形法和相量表达式法。

（2）掌握单一理想元件两端的伏安关系及功率情况，并会用相量作图法和相量解析法进行计算 R、L、C 电路及它们简单组合的正弦交流电路。

（3）了解交流电路的谐振条件、特点及频率特性；了解交流电路的有功功率、无功功率、视在功率的概念和提高功率因数的意义。

（4）了解三相电源的基本概念及三相四线制供电体制及中线的作用；了解三相负载的联接方式与线值、相值关系。掌握三相对称负载电路的简单计算。

2.1 正弦交流电的基本概念

大小和方向随时间按正弦规律变化的电压、电流、电动势总称为正弦交流电。因为它们都是物理量，所以又称为正弦量。以电流为例，在图 2.1(a)所示参考方向下，电流 i 可用三角函数

$$i = I_m \sin(\omega t + \varphi) \tag{2.1}$$

来表示，其波形如图 2.1(b)所示。

在式(2.1)中：小写的 i 表示正弦电流在某一瞬时的实际数值，称为瞬时值；大写的 I_m 表示最大的瞬时值，称为最大值或幅值；ω 为正弦电流的角频率；φ 为初相位或初相角。最大值、角频率、初相位是确定正弦量的三要素。

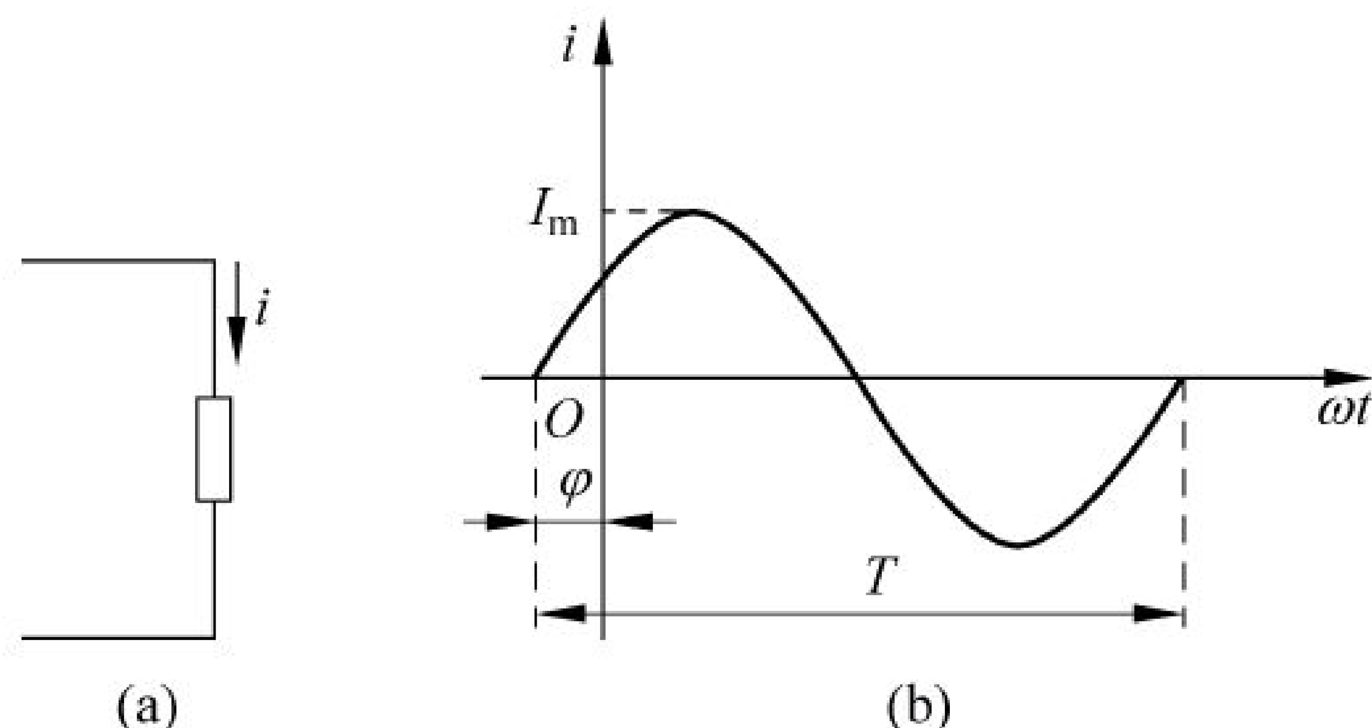


图 2.1　正弦波形

2.1.1 周期与频率

交流电重复变化一次所需要的时间称为周期,用 T 表示,单位为秒(s)。交流电每秒重复变化的次数称为频率,用 f 表示,单位为赫[兹](Hz)。频率和周期互为倒数,即

$$f=\frac{1}{T} \tag{2.2}$$

正弦交流电在一个周期内角度变化了 2π 弧度,在单位时间里正弦量变化的角度称为角频率,用 ω 表示,即

$$\omega=\frac{2\pi}{T}=2\pi f \tag{2.3}$$

角频率的单位是弧度/秒(rad/s)。

周期、频率和角频率从不同的角度描述了正弦交流电变化的快慢,三者只要知道其一,其余就可以由式(2.3)求出另外两个。

2.1.2 最大值与有效值

交流电某瞬间的值,称为瞬时值。正弦电压、电流和电动势的瞬时值分别用小写字母 u、i 和 e 表示。最大值(或幅值)规定用注有下标“m”的大写字母 U_m、I_m 和 E_m 表示。

正弦交流电的大小用有效值计量。有效值是根据交流电流和直流电流的热效应相等来规定的。

图2.2所示的两个电流 i 和 I,如果在相同的时间 T 内所产生的热量(或消耗的电能)相等,就把这个直流电流 I 定义为交流电流 i 的有效值。

根据上述有效值的定义得到

$$\int_0^T i^2 R\mathrm{d}t=I^2RT$$

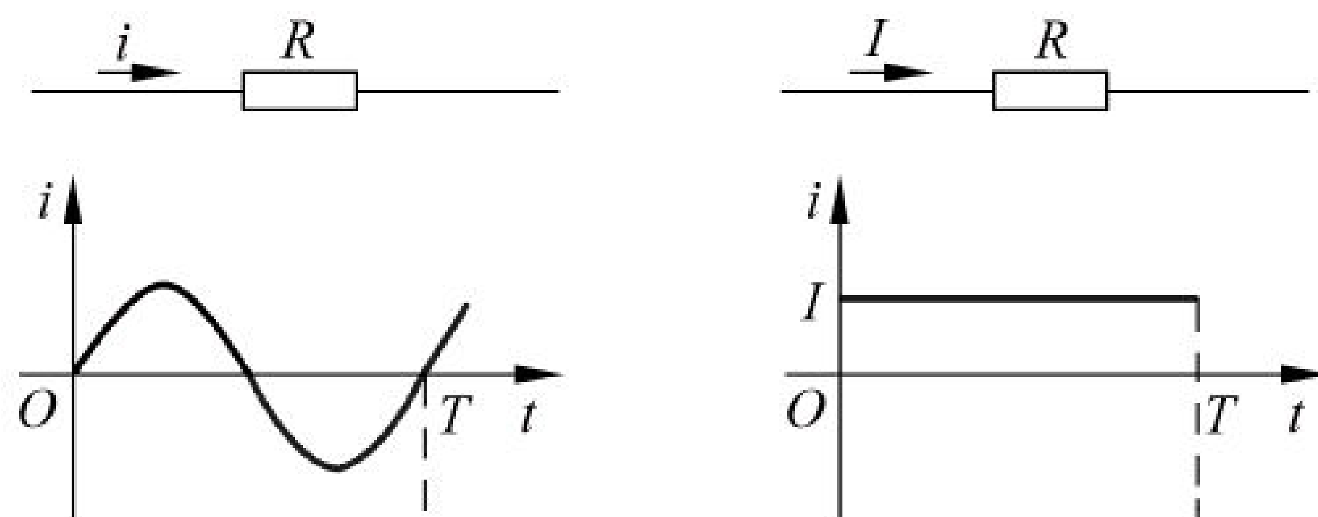


图2.2 电流的热效应

由此可以得到交流电流的有效值

$$I=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2\mathrm{d}t} \tag{2.4}$$

这就是说,正弦交流电的有效值等于它的瞬时值的平方在一个周期内的平均值的平方根,故交流电的有效值又称为方均根值。这一结论不仅适用于正弦交流电,而且适用于任何周期性的量,但不能用于非周期量。

对于正弦电流,设 $i=I_m\sin(\omega t+\varphi)$,代入式(2.4),则

$$I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T [I_m \sin(\omega t + \varphi)]^2 \mathrm{d}t}$$

所以

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} I_m^2 \frac{T}{2}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \tag{2.5}$$

同理,正弦电压和正弦电动势的有效值分别为

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \tag{2.6}$$

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}}$$

按规定,有效值都用大写字母表示,和表示直流的字母一样。

我们平时所说交流电的数值都是指有效值,电气设备铭牌上所标的额定电压和额定电流,以及交流电流表和交流电压表测量的数值都是有效值。

2.1.3　相位与相位差

1. 相位

交流电随时间作周期性的变化,在不同的时刻,$(\omega t + \varphi)$随时间变化的角度,称为相位角,简称相位。$t=0$ 时的相位角 φ,即为初相位角,简称初相位。初相位的大小与所取的计时起点有关,由图 2.3 可见,所取计时起点不同,交流电流的初相位及其初始值 i_{01} 和 i_{02} 也就不同,因此,初相位决定了交流电的初始值。

相位与初相位的单位相同,为弧度(rad),有时为了方便也可以用度(°)。

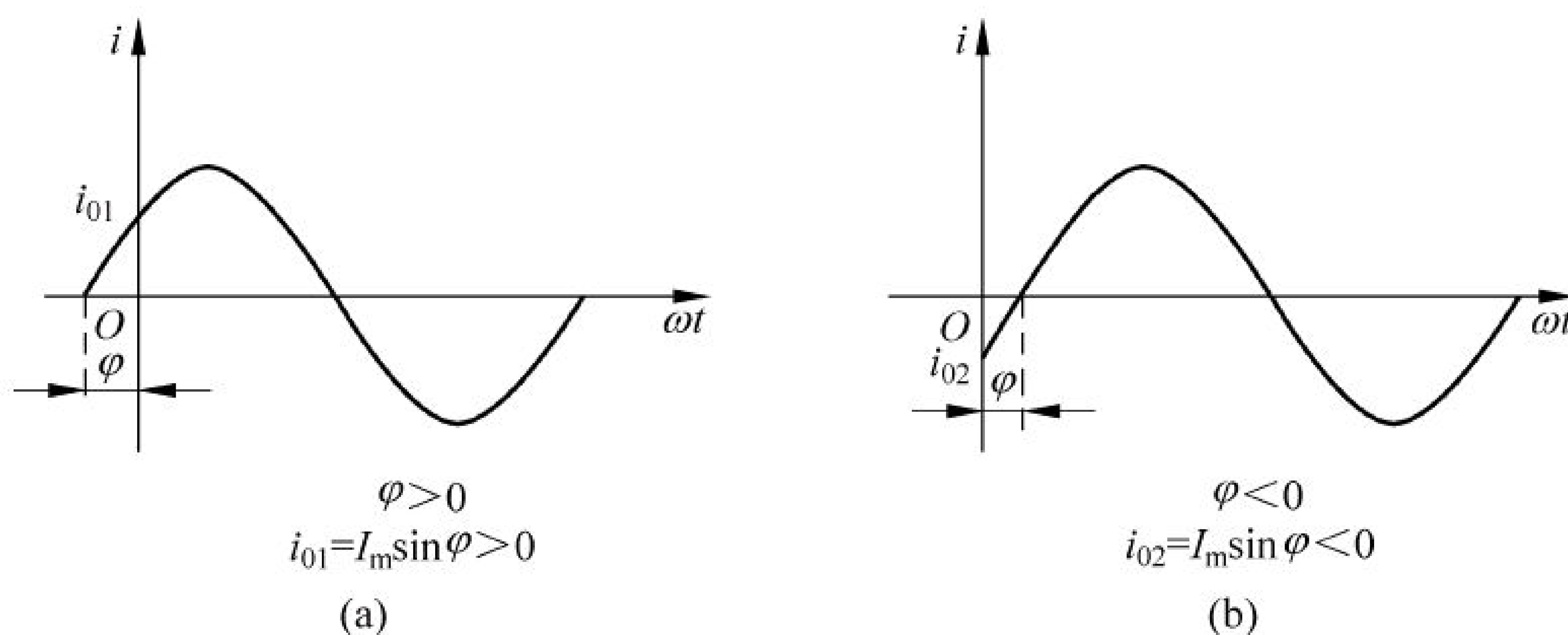


图 2.3　不同初相位的正弦波形

2. 相位差

在正弦交流电路中,常常出现多个同频率的电压和电流,在分析研究时,需要比较它们之间的相位关系。任意两个同频率的正弦量的相位(角)之差,称为相位差,用 $\Delta\varphi$ 表示。例如,有两个同频率的正弦交流电

$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi_u)$$

$$i = I_m \sin(\omega t + \varphi_i)$$

则电压 u 和电流 i 之间的相位差为

$$\Delta\varphi = (\omega t + \varphi_u) - (\omega t + \varphi_i) = \varphi_u - \varphi_i \tag{2.7}$$

可见两个频率相同的正弦量的相位差就是它们的初相位之差。虽然两个同频率正弦量的相位角都随时间改变,但它们的相位差却是不变的,即与时间 t 无关。

当 $\Delta\varphi>0$,即 $\varphi_u>\varphi_i$ 时,波形如图 2.4(a)所示,u 总是比 i 先经过零值和正的最大值。这时我们说,在相位上 u 超前 i 一个 $\Delta\varphi$ 角,或者说 i 滞后 u 一个 $\Delta\varphi$ 角。

当 $\Delta\varphi=0$,即 $\varphi_u=\varphi_i$ 时,波形如图 2.4(b)所示,u 与 i 同时达到零值、正最大值或负最大值,它们的变化步调相同,则称 u 与 i 相位相同,或 u 与 i 同相。

当 $\Delta\varphi=90°$时,波形如图 2.4(c)所示,u 比 i 超前 90°,或者 i 比 u 滞后 90°,我们说它们相位为正交。

当 $\Delta\varphi=180°$时,波形如图 2.4(d)所示,当 u 为正最大值时,i 正好为负最大值,则 u 和 i 相位相反,或者说 u 与 i 反相。

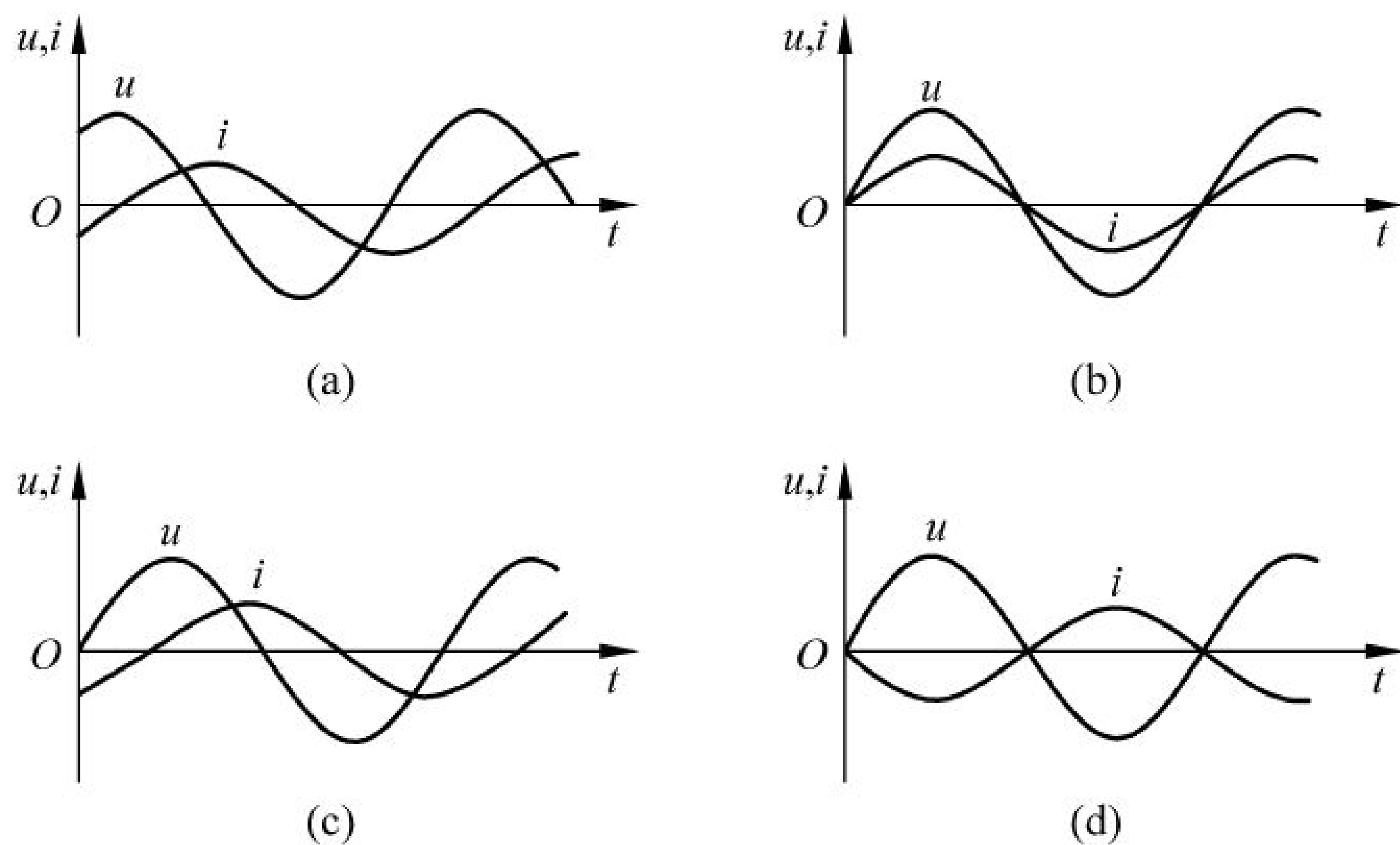


图 2.4 相位差

2.2 正弦交流电的相量表示法

前面采用了三角函数式和波形图来表示正弦交流电,这种方法比较直观,但不便于电路的分析计算。在电工技术中常用相量来表示正弦交流电,可使分析计算过程简化。

2.2.1 相量图表示法

设有一正弦电流 $i=I_m\sin(\omega t+\varphi)$,其波形如图 2.5(b)所示。图 2.5(a)所示为旋转矢量,矢量的长度正比于正弦量的幅值 I_m,矢量的初始角(即 $t=0$ 时矢量的初始位置与横坐标正方向之间的夹角)等于正弦量的初相位 φ,并以正弦量的角频率 ω 作逆时针匀速旋转。这个旋转矢量任何时刻在纵轴上的投影,正好等于正弦量在同一时刻的瞬时值。例如,在 $t=0$ 时,$i_0=I_m\sin\varphi$; 在 $t=t_1$ 时,$i_1=I_m\sin(\omega t_1+\varphi)$。这说明可用旋转矢量表示正弦交流电。

考虑到在正弦交流电路中，各电压和电流均为同一频率。因此在任何瞬时各旋转矢量间的夹角都是不变的，这样即可用一个不旋转的矢量来表示正弦交流电。矢量的长度与正弦交流电的最大值（或有效值）的大小成正比，矢量与横轴正方向的夹角等于正弦交流电的初相位角。

由于表示随时间变化的正弦量的矢量与空间矢量（例如力、电场强度等）有本质区别，因此我们把表示正弦量的矢量称为相量。相量的写法为大写字母的上方加一个点。如图 2.5(c) 中，$\dot{I}_m$ 是电流的最大值相量，$\dot{I}$ 是电流的有效值相量。

把数个同频率正弦量的相量画在同一图上，这种表示它们之间大小和相位关系的图形称为相量图。在相量图上，可应用平行四边形法则求任意两个相量之和或差。

注意：①只有正弦量才能用相量表示，相量不能表示非正弦周期量；②只有同频率的正弦量的相量才能画在同一相量图上，不同频率的正弦量的相量不能画在同一相量图上。

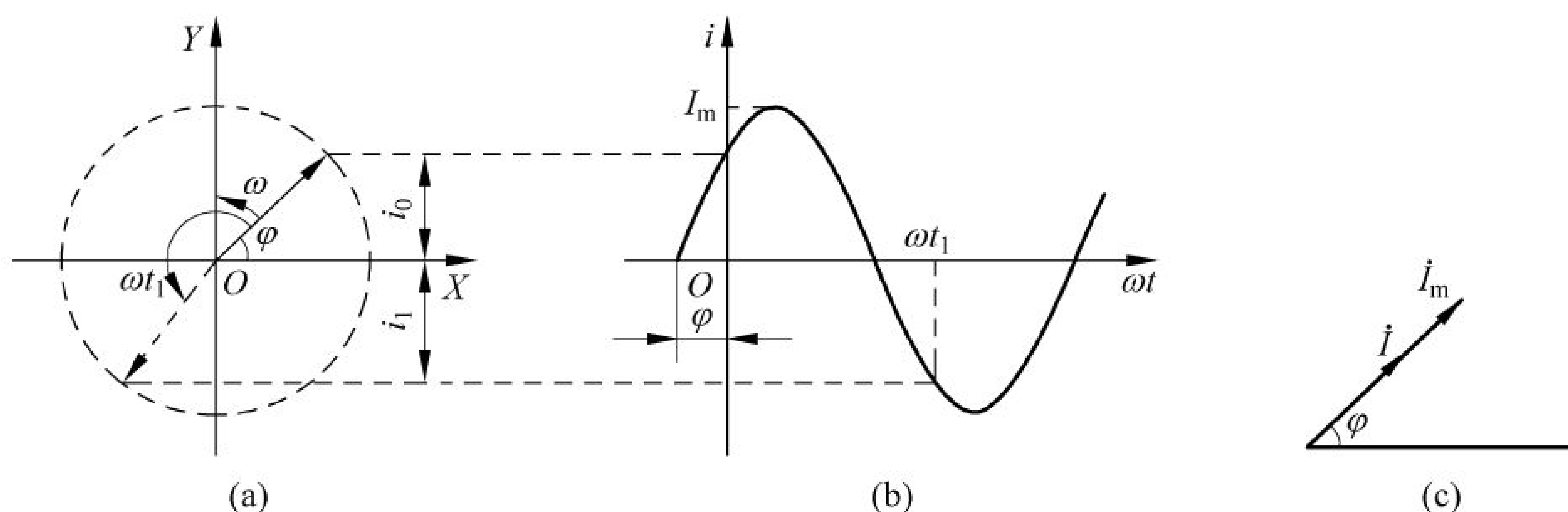


图 2.5　正弦交流电的表示方法

(a) 旋转相量；(b) 正弦波形；(c) 相量

【例 2.1】　已知两个同频率正弦电流分别为 $i_1=20\sqrt{2}\sin(\omega t+60°)$ A 和 $i_2=10\sqrt{2}\sin(\omega t-30°)$ A，求 $i=i_1+i_2$（用相量图法）。

解：i_1 和 i_2 是同频率的正弦量，可将表示它们的相量 $\dot{I}_1$ 和 $\dot{I}_2$ 画在同一相量图上（见图 2.6）。用平行四边形法则求得总电流 i 的相量 $\dot{I}=\dot{I}_1+\dot{I}_2$，根据相量图的几何关系，可求得相量 $\dot{I}$ 的数值大小 I 和初相角 φ，即

$$I=\sqrt{(I_1\cos\varphi_1+I_2\cos\varphi_2)^2+(I_1\sin\varphi_1+I_2\sin\varphi_2)^2}$$

和

$$\varphi=\arctan\frac{I_1\sin\varphi_1+I_2\sin\varphi_2}{I_1\cos\varphi_1+I_2\cos\varphi_2}$$

代入已知数据 $I_1=20\text{A}$，$\varphi_1=60°$ 和 $I_2=10\text{A}$，$\varphi_2=-30°$，则得

$$I=22.36\text{A},\quad \varphi=33.4°$$

$$i=22.36\sqrt{2}\sin(\omega t+33.4°)\text{A}$$

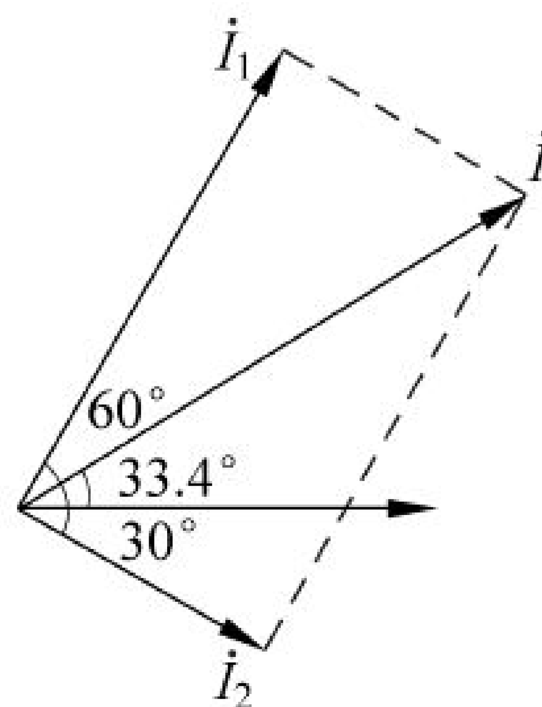


图 2.6　例 2.1 相量图

2.2.2　相量（复数）表示法

从数学知识可知，矢量可以用复数表示。那么，表示随时间变化的正弦量的相量，也可

以用复数表示,即正弦量可以用复数表示。

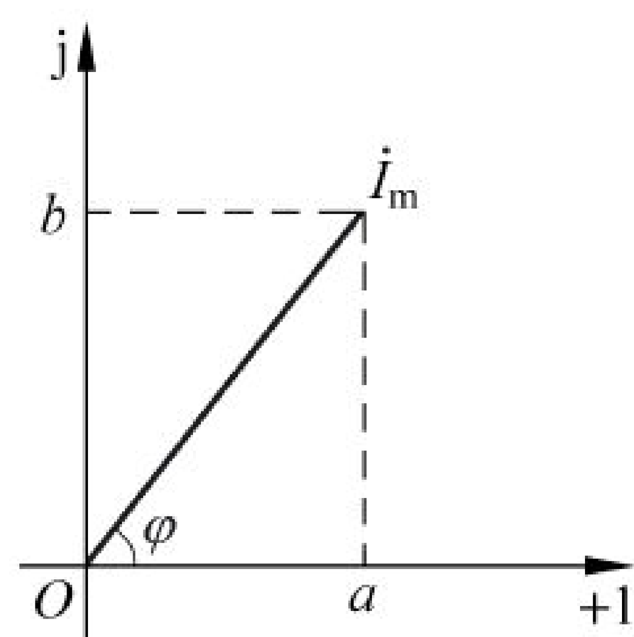


图 2.7 相量的复数表示

在一直角坐标系中,若以横轴为实数轴,用±1 为单位,纵轴为虚数轴,用±j(j=$\sqrt{-1}$)为单位,则坐标系所在的平面称为复数平面。随时间按正弦规律变化的电流 $i=I_m\sin(\omega t+\varphi)$可用相量表示,若将它画在复数平面坐标内,则如图 2.7 所示。相量$\dot{I}_m$在实轴的投影为 a,称为实部,在虚轴的投影为 b,称为虚部,则其复数可表示为

$$\dot{I}_m = a + \mathrm{j}b \tag{2.8}$$

此式称为复数的代数式。

由图 2.7 可见

$$I_m = \sqrt{a^2+b^2} \tag{2.9}$$

称为复数的模,也就是正弦电流的最大值;

$$\varphi = \arctan\frac{b}{a}$$

称为复数的辐角,也就是正弦电流的初相位。

因为

$$a = I_m\cos\varphi,\quad b = I_m\sin\varphi$$

所以式(2.8)又可写为

$$\dot{I}_m = I_m\cos\varphi + \mathrm{j}I_m\sin\varphi = I_m(\cos\varphi + \mathrm{j}\sin\varphi) \tag{2.10}$$

根据欧拉公式 $\cos\varphi+\mathrm{j}\sin\varphi=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}$,可将式(2.10)改写为

$$\dot{I}_m = I_m\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi} \tag{2.11}$$

这就是复数的指数式,若用$\angle\varphi$ 表示 $\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}$,则有

$$\dot{I}_m = I_m\angle\varphi \tag{2.12}$$

这就是复数的极坐标式。

因此一个相量,即正弦量,可以用上述四种复数式表示,这四种形式可以相互变换。

以上各式是以电流 i 的最大值为模的复数$\dot{I}_m$,称为电流 i 的最大值相量。以电流 i 的有效值为模的复数$\dot{I}$,称为电流 i 的有效值相量。

今以$\angle\alpha$ 乘相量$\dot{I}_m=I_m\angle\varphi$,得新相量

$$\angle\alpha\,\dot{I}_m = \angle\alpha I_m\angle\varphi = I_m\angle(\alpha+\varphi)$$

上式说明,α 为正值,相量$\dot{I}_m$ 将逆时针旋转 α 角,新相量为$\dot{I}'_m$,比原相量$\dot{I}_m$ 超前 α 角;若 α 为负值,则相量$\dot{I}_m$ 将顺时针旋转 α 角,新相量为$\dot{I}''_m$,比原相量$\dot{I}_m$ 滞后 α 角。新相量的模保持不变(见图 2.8)。

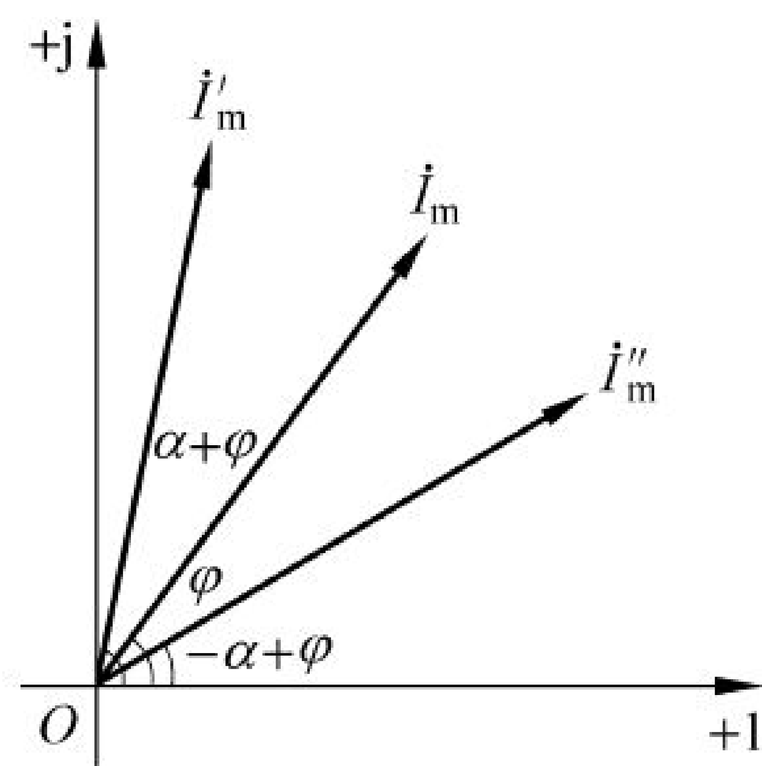


图 2.8 相量的超前与滞后

若 $\alpha=\pm90^\circ$,则

$$\angle\alpha = \angle\pm90^\circ = \cos(\pm90^\circ) + \mathrm{j}\sin(\pm90^\circ) = \pm\mathrm{j}$$

这就是说，若一相量乘以 $+\mathrm{j}$，该相量将逆时针旋转 90°；若乘以 $-\mathrm{j}$，该相量将顺时针旋转 90°，所以 j 被称为旋转 90°的因子。

2.2.3 基尔霍夫定律的相量形式

基尔霍夫定律的时域形式为

$$\left.\begin{aligned}&\text{KCL}\quad \sum i=0\\&\text{KVL}\quad \sum u=0\end{aligned}\right\}\tag{2.13}$$

在分析计算正弦交流电路时，只要电压、电流全部是同频率的正弦量，很容易推导出基尔霍夫定律的相量形式，即

$$\left.\begin{aligned}&\text{KCL}\quad \sum \dot{I}=0\\&\text{KVL}\quad \sum \dot{U}=0\end{aligned}\right\}\tag{2.14}$$

【例 2.2】 应用复数计算例 2.1。已知 $i_1=20\sqrt{2}\sin(\omega t+60°)\,\mathrm{A}$，$i_2=10\sqrt{2}\sin(\omega t-30°)\,\mathrm{A}$，求 i_1+i_2。

解：i_1 和 i_2 的有效值相量分别为

$$\dot{I}_1=20\angle 60°\,\mathrm{A}=20(\cos 60°+\mathrm{j}\sin 60°)\,\mathrm{A}=(10+\mathrm{j}17.32)\,\mathrm{A}$$

$$\dot{I}_2=10\angle -30°\,\mathrm{A}=10[\cos(-30°)+\mathrm{j}\sin(-30°)]\,\mathrm{A}=(8.66-\mathrm{j}5)\,\mathrm{A}$$

总电流有效值相量为

$$\begin{aligned}\dot{I}&=\dot{I}_1+\dot{I}_2=(10+\mathrm{j}17.32+8.66-\mathrm{j}5)\,\mathrm{A}=(18.66+\mathrm{j}12.32)\,\mathrm{A}\\&=\sqrt{18.66^2+12.32^2}\angle\arctan\frac{12.32}{18.66}\,\mathrm{A}=22.36\angle 33.4°\,\mathrm{A}\end{aligned}$$

总电流瞬时值为

$$i=22.36\sqrt{2}\sin(\omega t+33.4°)\,\mathrm{A}$$

2.3 单一理想元件的交流电路

2.3.1 电阻电路

1. 电压与电流的关系

图 2.9(a)所示是线性电阻元件的交流电路。

设正弦电压的初相位为零，即

$$u_R=U_{R\mathrm{m}}\sin\omega t$$

在图示的参考方向下，根据欧姆定律，电路中的电流 i 为

$$i=\frac{u_R}{R}=\frac{U_{R\mathrm{m}}}{R}\sin\omega t=I_{\mathrm{m}}\sin\omega t\tag{2.15}$$

也是一个同频率的正弦量。u 和 i 随时间变化的波形如图 2.9(b)所示。

在式(2.15)中,电流最大值为

$$I_{\mathrm{m}} = \frac{U_{R\mathrm{m}}}{R}$$

两边同除以$\sqrt{2}$,可得电压与电流的有效值关系式为

$$I = \frac{U_R}{R} \quad 或 \quad U_R = IR \tag{2.16}$$

由此可见,在只含电阻元件的交流电路中,电压与电流都是同频率的正弦量。在数值上,电压与电流的最大值或有效值关系符合欧姆定律;在相位上,$\Delta\varphi = \varphi_u - \varphi_i = 0$,即电压与电流同相。若用相量表示电压与电流的关系,则为

$$\dot{U}_{R\mathrm{m}} = \dot{I}_{\mathrm{m}} R, \quad \dot{U}_R = \dot{I} R \tag{2.17}$$

电压与电流的相量图如图 2.9(c)所示。

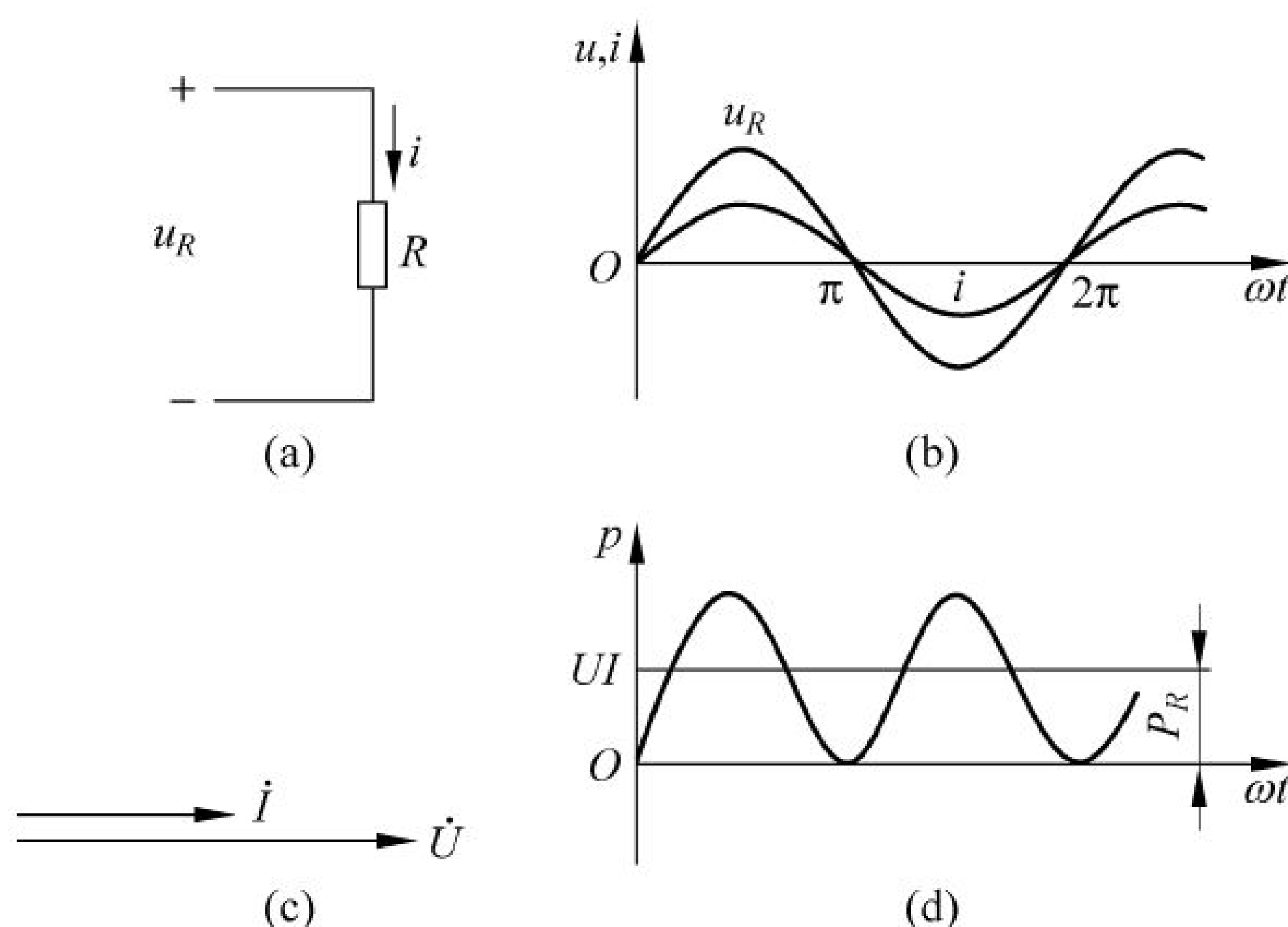


图 2.9　电阻电路及伏安关系

2. 功率关系

(1) 瞬时功率

因为电压与电流都随时间变化,所以电阻元件中的功率也随时间变化。在任意瞬间,电压瞬时值 u 与电流瞬时值 i 的乘积称为瞬时功率,即

$$p = ui = U_{R\mathrm{m}} I_{\mathrm{m}} \sin^2 \omega t = \frac{U_{R\mathrm{m}} I_{\mathrm{m}}}{2}(1 - \cos 2\omega t) = U_R I (1 - \cos 2\omega t)$$

其变化规律如图 2.9(d)所示。由于电压与电流同相,所以瞬时功率恒为正值,即 $p > 0$,这表明电阻元件在任何时刻都从电源取用电能,将电能转换为热能消耗掉。这是一种不可逆的能量转换过程,所以电阻元件是耗能元件。

(2) 平均功率

由于瞬时功率是随时间变化的,工程上通常取它在一个周期内的平均值来表示功率的大小,称为平均功率,又称有功功率,用大写字母 P 表示,即

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T p\mathrm{d}t=\frac{1}{T}\int_0^T U_R I(1-\cos2\omega t)\mathrm{d}t$$
$$=U_R I=\frac{U_R^2}{R}=I^2R \tag{2.18}$$

2.3.2 电感电路

1. 电压与电流的关系

图 2.10(a)所示是一线性电感元件的交流电路。

设通过电感的正弦电流初相位为零,即

$$i=I_\mathrm{m}\sin\omega t$$

在图示的参考方向下,电感两端电压

$$u_L=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}=L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}I_\mathrm{m}\sin\omega t=\omega L I_\mathrm{m}\cos\omega t=U_{L\mathrm{m}}\sin(\omega t+90°) \tag{2.19}$$

可见,电感电路中的 i 与 u_L 是同频率的正弦量,它们随时间变化的波形如图 2.10(b)所示。

式(2.19)中,电压最大值为

$$U_{L\mathrm{m}}=\omega L I_\mathrm{m}$$

两边同除$\sqrt{2}$,可得电压与电流有效值关系式为

$$U_L=\omega L I \quad 或 \quad I=\frac{U_L}{\omega L} \tag{2.20}$$

与电阻元件交流电路比较,ωL 有类似于电阻的作用,当电压一定时,ωL 增大,则电流减小。可见 ωL 具有阻碍电流通过的性质,因此 ωL 称为电感的电抗,简称感抗,用 X_L 表示,即

$$X_L=\omega L=2\pi fL \tag{2.21}$$

其中,L 的单位为 H,f 的单位为 Hz,X_L 的单位为 Ω。

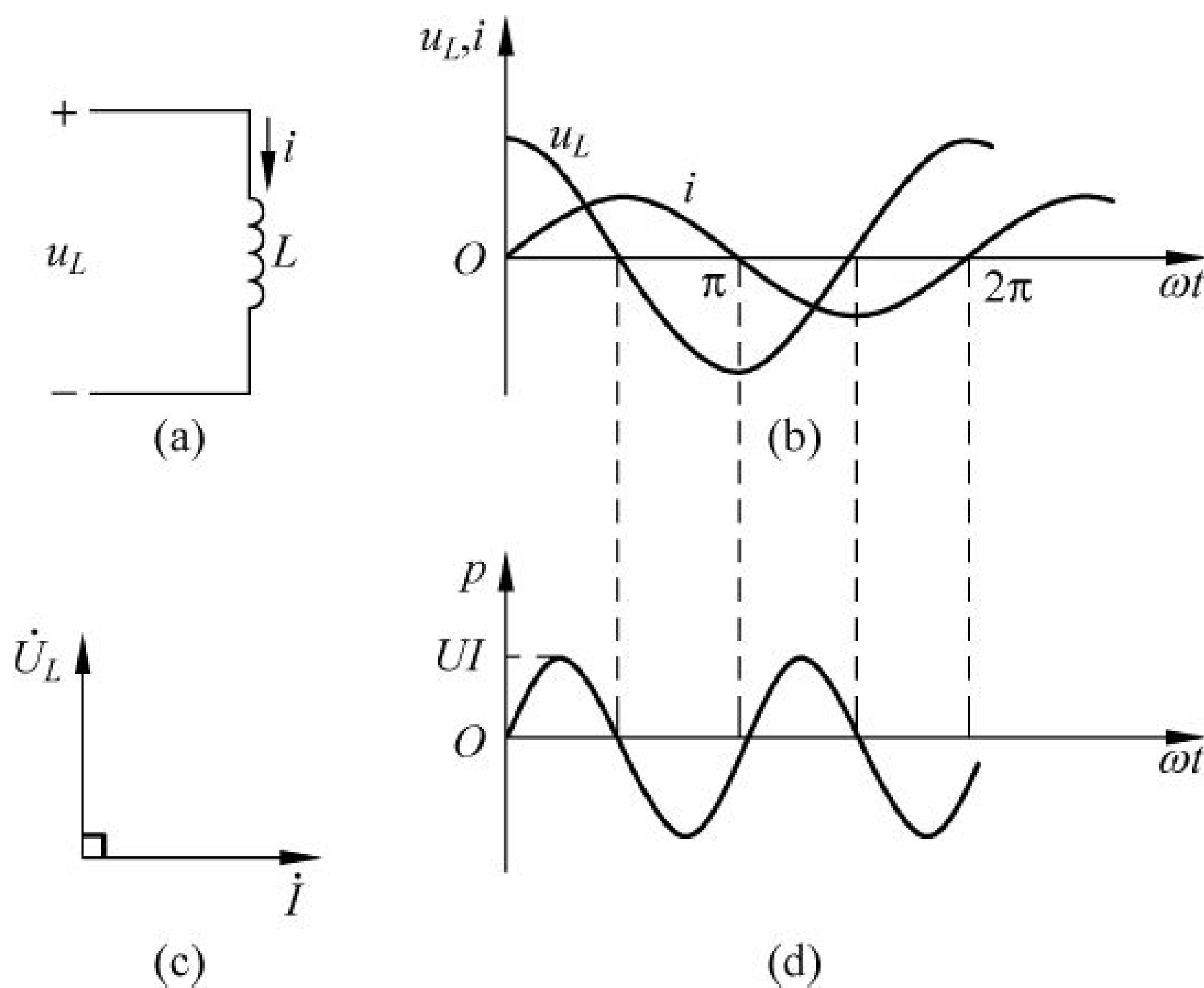


图 2.10　电感电路及伏安关系

感抗 X_L 与电感 L 和频率 f 成正比,这是因为电感增大或通过的电流频率变高$\left(即\frac{di}{dt}变化大\right)$,电感中的自感电动势 $e=-L\frac{di}{dt}$ 的数值也就增大,自感电动势的方向与电流的方向相反,因此阻止交流电流通过的作用就增强。在正弦交流电路中,自感电动势阻碍电流变化的性质就是通过感抗 X_L 表现的。因此,电感对高频电流阻碍作用很强,即 X_L 很大。对直流电流(其 $f=0$)$X_L=0$,电感相当于短路。

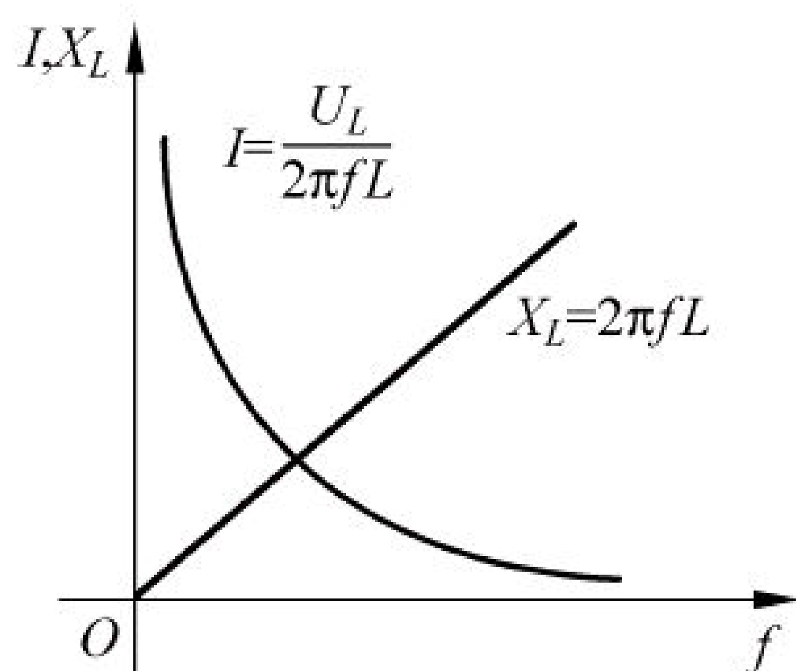


图 2.11 感抗和电流与频率的关系

当电压 U 与 L 一定时,X_L 与 f 的关系,及 I 与 f 之间的关系如图 2.11 所示。

由此可见,在只含电感元件的交流电路中,电压 u_L 与电流 i 都是同频率的正弦量。在数值上,电压最大值(或有效值)与电流最大值(或有效值)的比值为 X_L;在相位上,$\Delta\varphi=\varphi_u-\varphi_i=90°$,电压超前电流 90°(即电流滞后电压 90°)。电压与电流的上述关系用相量表示为

$$\dot{U}_{Lm}=jX_L\dot{I}_m \quad 或 \quad \dot{U}_L=jX_L\dot{I} \tag{2.22}$$

其相量图如图 2.10(c)所示。

2. 功率关系

(1) 瞬时功率

电感元件中的瞬时功率

$$p=u_Li=U_{Lm}I_m\sin(\omega t+90°)\sin\omega t=U_{Lm}I_m\frac{\sin2\omega t}{2}=U_LI\sin2\omega t$$

瞬时功率 p 幅值为 U_LI,并以 2ω 角频率随时间变化,其功率曲线如图 2.10(d)所示。在第一个和第三个 1/4 周期内,u_L 与 i 方向相同,其乘积 $p>0$,表明电感处于用电状态,随着电流值增大,电感储存磁场能量随之增加,电感从电源取用电能并把它转换成磁场能量。在第二个和第四个 1/4 周期内,由于 u_L 与 i 的方向相反,其乘积 $p<0$,表明电感处于发电状态,随着电流值减小,电感储存磁场能量随之减小,电感中的磁场能量又被转换成电能送回电源。综上所述,电感时而取用电能储存磁能,时而释放磁能送出电能,是一种可逆的能量转换过程。

(2) 平均功率

电感元件的平均功率为

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T p\,dt=\frac{1}{T}\int_0^T U_LI\sin2\omega t\,dt=0$$

理想电感元件是不消耗电能的,电感是储能元件。

(3) 无功功率

理想电感元件虽然不消耗电能,但它与电源之间不断地进行能量互换。能量互换的规模用无功功率衡量。为了区别于有功功率,无功功率用 Q_L 表示,其关系式为

$$Q_L=U_LI=I^2X_L=\frac{U_L^2}{X_L} \tag{2.23}$$

无功功率的单位是乏(var),与有功功率的单位(W)不同。

【例 2.3】 一电感元件的 $L=0.02\mathrm{H}$，分别接到 $U=10\mathrm{V}$、$f=50\mathrm{Hz}$、$\varphi_u=30°$和 $U=10\mathrm{V}$、$f=500\mathrm{Hz}$、$\varphi_u=30°$的正弦交流电源上，试求电路中的电流 i 及无功功率。

解：(1) 接到 $U=10\mathrm{V}$，$f=50\mathrm{Hz}$，$\varphi_u=30°$的正弦电源上时，有

$$u = 10\sqrt{2}\sin(314t+30°)\mathrm{V}$$
$$X_L = 2\pi fL = 2\times3.14\times50\times0.02\Omega = 6.28\Omega$$
$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{\mathrm{j}X_L} = \frac{10\angle30°}{6.28\angle90°}\mathrm{A} = 1.59\angle-60°\mathrm{A}$$
$$i = 1.59\sqrt{2}\sin(314t-60°)\mathrm{A}$$
$$Q_L = UI = 10\times1.59\mathrm{var} = 15.9\mathrm{var}$$

(2) 接到 $U=10\mathrm{V}$，$f=500\mathrm{Hz}$，$\varphi_u=30°$的正弦电源上时，有

$$u = 10\sqrt{2}\sin(3140t+30°)\mathrm{V}$$
$$X_L = 2\pi fL = 2\times3.14\times500\times0.02\Omega = 62.8\Omega$$
$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{\mathrm{j}X_L} = \frac{10\angle30°}{62.8\angle90°}\mathrm{A} = 0.159\angle-60°\mathrm{A}$$
$$i = 0.159\sqrt{2}\sin(3140t-60°)\mathrm{A}$$
$$Q_L = UI = 10\times0.159\mathrm{var} = 1.59\mathrm{var}$$

2.3.3 电容电路

1. 电压与电流的关系

图 2.12(a)是只含电容元件的交流电路。

设正弦电压

$$u_C = U_{\mathrm{Cm}}\sin\omega t$$

在图示的参考方向下，电容中电流

$$\begin{aligned} i &= C\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}U_{\mathrm{Cm}}\sin\omega t \\ &= \omega CU_{\mathrm{Cm}}\cos\omega t = I_{\mathrm{m}}\sin(\omega t+90°) \end{aligned} \tag{2.24}$$

可见电容电路中的电流 i 与电压 u 是同频率的正弦量，随时间变化的波形如图 2.12(b)所示。

式(2.24)中的电流最大值为

$$I_{\mathrm{m}} = \omega CU_{\mathrm{Cm}} = \frac{U_{\mathrm{Cm}}}{1/\omega C}$$

两边同除以$\sqrt{2}$，则得电流与电压的有效值关系式为

$$I = \frac{U_C}{1/\omega C} \quad 或 \quad U_C = \frac{1}{\omega C}I \tag{2.25}$$

与电阻元件交流电路比较，$1/(\omega C)$有类似于电阻的作用，当电压一定时，$1/(\omega C)$增大，则电流减小。$1/(\omega C)$具有阻碍电流通过的作用，因此称 $1/(\omega C)$为电容的电抗，简称容抗，用 X_C 表示，即

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC} \tag{2.26}$$

其中,C 的单位为 F,f 的单位为 Hz,X_C 的单位为 Ω。

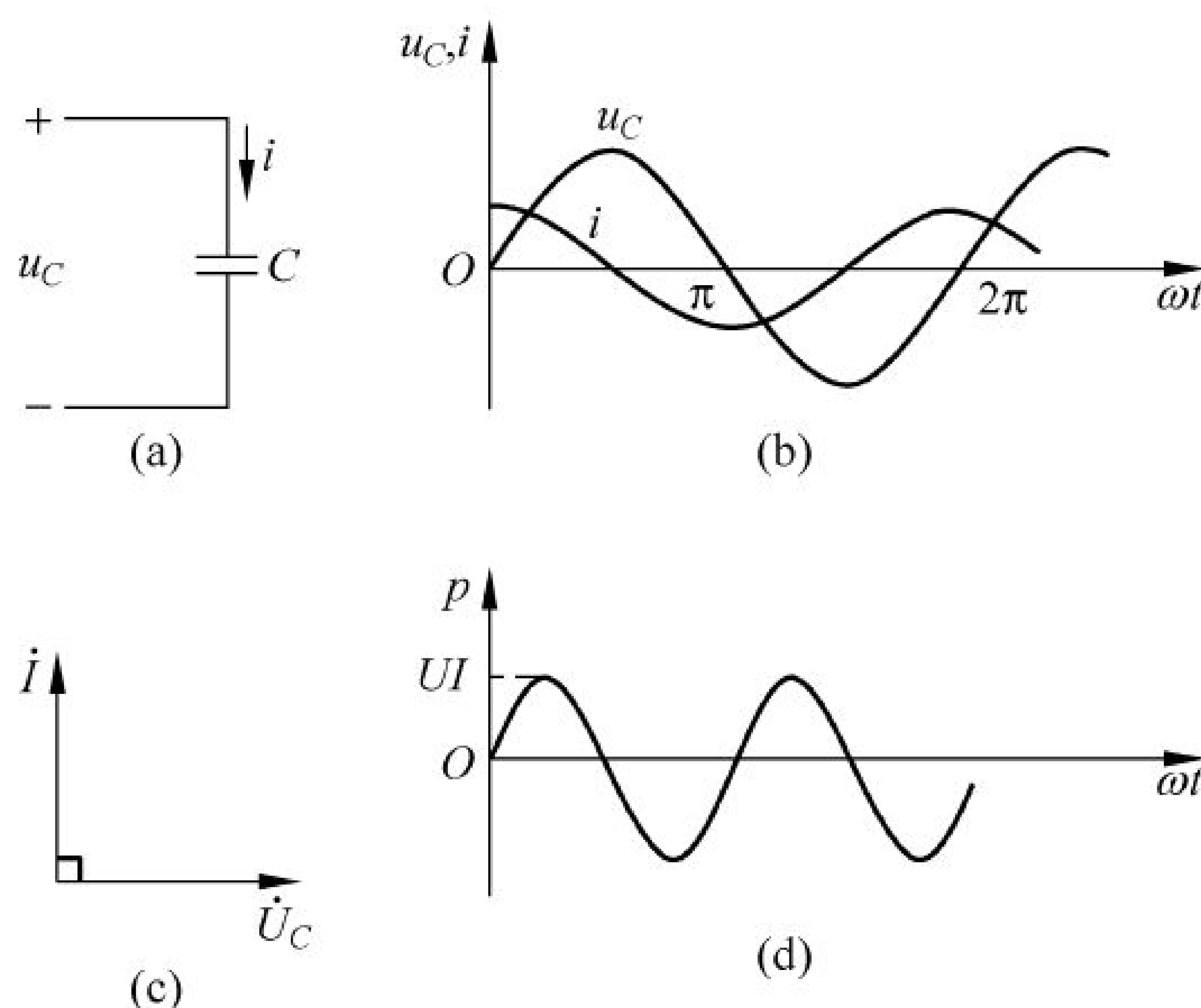


图 2.12 电容电路及伏安关系

容抗 X_C 与电容 C 和频率 f 成反比。这是因为电容 C 增大,在同样的电压下,单位时间内电容器所容纳的电荷量就增多,所以电流变大,即对交流电流呈现的容抗 X_C 减小;当频率越高时,电容器充电和放电进行得越快,单位时间内移动的电荷量就越多,因此电流也变大。所以电容器对高频电流的容抗较小,而对低频电流容抗较大,对直流电流($f=0$),电容器的容抗趋于无穷大,可视为开路。因此,电容器具有"通交流,隔直流"的作用。

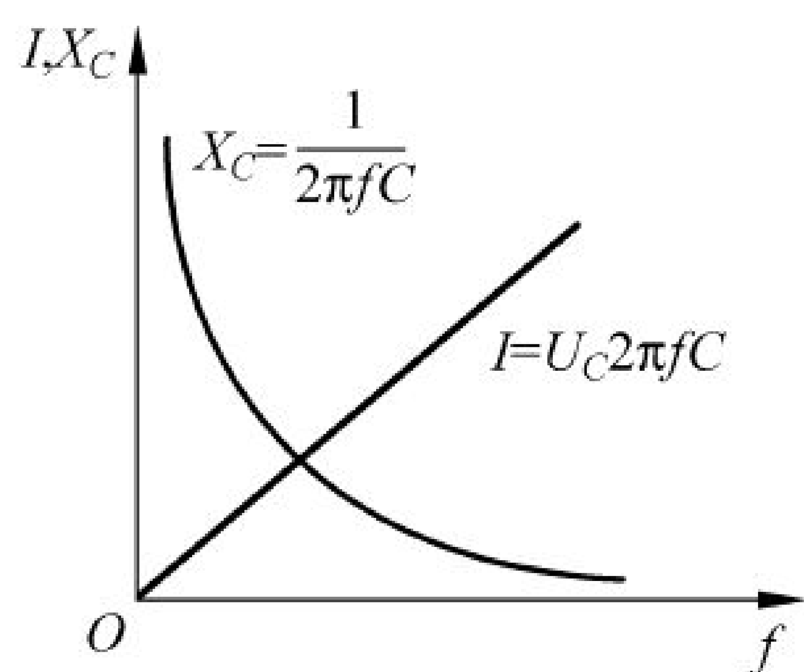


图 2.13 容抗和电流与频率的关系

当电压 U 与电容 C 一定时,X_C 与 f 之间的关系如图 2.13 所示。

由此可见,在电容电路中,电压 u_C 与电流 i 都是同频率的正弦量。在数值上,电压最大值(或有效值)与电流最大值(或有效值)的比值为 X_C。在相位上,$\Delta\varphi=\varphi_u-\varphi_i=-90°$,电压滞后电流 90°(电流超前电压 90°)。电压与电流的这种关系用相量表示为

$$\dot{I} = \mathrm{j}\frac{\dot{U}_C}{X_C} = \mathrm{j}\omega C\dot{U}_C \quad 或 \quad \dot{U}_C = -\mathrm{j}X_C\dot{I} \tag{2.27}$$

其相量图如图 2.12(c)所示。

2. 功率关系

(1) 瞬时功率

电容元件的瞬时功率

$$p = u_C i = U_{Cm} I_m \sin\omega t \sin(\omega t + 90°) = U_{Cm} I_m \frac{\sin 2\omega t}{2} = U_C I \sin 2\omega t$$

瞬时功率 p 幅值为 $U_C I$,并以 2ω 角频率随时间变化,其功率曲线如图 2.12(d)所示。在第

一个和第三个 1/4 周期内，u_C 与 i 方向相同，其乘积 $p>0$，表明电容器处于用电状态，随着电压值增大，电容器充电，此时电容器从电源取用电能并转换成电场能。在第二个和第四个 1/4 周期内，由于 u_C 与 i 的方向相反，其乘积 $p<0$，表明电容处于发电状态，随着电压值的降低，电容器放电，此时电容器把充电时储存的电场能量又转换为电能送还给电源，这是一种可逆的能量转换过程。

(2) 平均功率

电容元件上的平均功率为

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T p\mathrm{d}t=\frac{1}{T}\int_0^T U_C I\sin 2\omega t\,\mathrm{d}t=0$$

可见电路中的电容元件不消耗电能，也是储能元件。

(3) 无功功率

电容与电源之间的能量互换规模用无功功率 Q_C 衡量，其单位也是乏(var)：

$$Q_C=U_C I=I^2 X_C=\frac{U_C^2}{X_C} \tag{2.28}$$

【例 2.4】 把一个 40μF 的电容器接在 240V 的工频交流电源上，试求容抗、电流和无功功率。

解：由于工频电源的频率 $f=50\text{Hz}$，故

$$X_C=\frac{1}{2\pi fC}=\frac{1}{2\times 3.14\times 50\times 40\times 10^{-6}}\Omega=79.6\Omega$$

$$I=\frac{U}{X_C}=\frac{240}{79.6}\text{A}=3.01\text{A}$$

$$Q_C=UI=240\times 3.01=722.4\text{var}$$

2.4　*RLC* 串联的交流电路

前面分别讨论了电阻元件、电感元件和电容元件的正弦交流电路。然而，实际电路中单一参数电路比较少见，往往是由 R、L、C 三种参数组合而成。因此研究若干个参数串联或并联的交流电路更具有一般意义。

2.4.1　电压与电流之间的关系

由电阻、电感和电容元件组成的串联电路如图 2.14(a)所示。

设串联电路中通过的正弦电流为

$$i=I_m\sin\omega t$$

则在 R、L 和 C 上引起的电压降分别为

$$u_R=Ri=RI_m\sin\omega t$$

$$u_L=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}=\omega LI_m\sin(\omega t+90°)$$

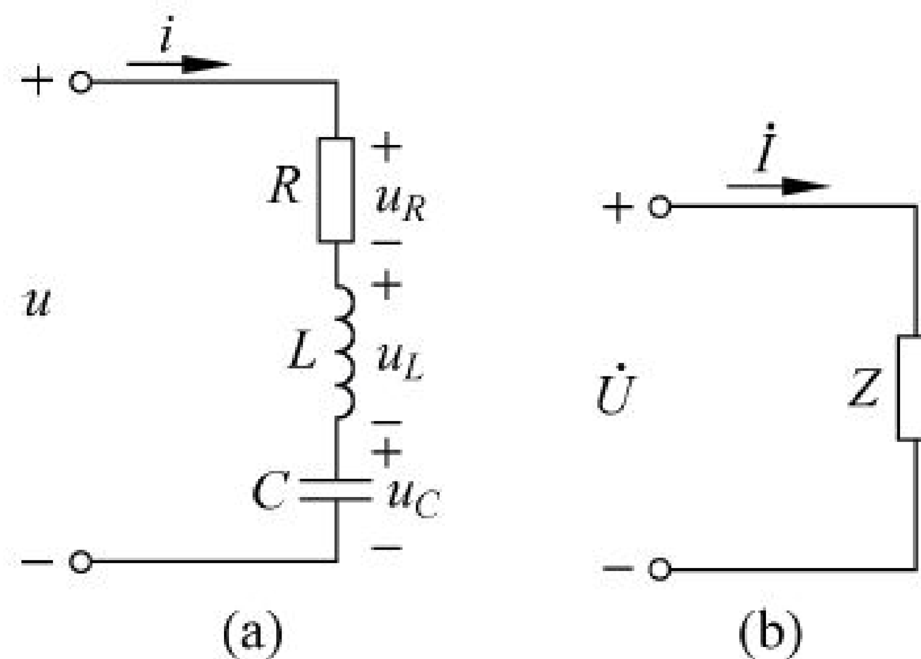


图 2.14　*RLC* 串联交流电路
(a) 电路图；(b) 复阻抗

$$u_C = \frac{1}{C}\int i\mathrm{d}t = \frac{1}{\omega C}I_m\sin(\omega t - 90^\circ)$$

根据基尔霍夫电压定律,电路的电源电压瞬时值等于各部分电压瞬时值之和,即

$$u = u_R + u_L + u_C = U_m\sin(\omega t + \varphi) \tag{2.29}$$

因为 u_R、u_L 和 u_C 都是同频率的正弦量,所以它们相加所得出的仍是同频率的正弦量,即式中 U_m 为正弦电压的幅值,φ 为 u 与 i 之间的相位差。

1. 分析方法一——相量图解法

RLC 串联交流电路中各元件流过同一电流,故选电流为参考相量,将电流相量 $\dot{I}$ 画在水平位置,然后根据单一元件电路中电压、电流的关系,$\dot{U}_R$ 与 $\dot{I}$ 同相,$\dot{U}_L$ 超前 $\dot{I}$ 90°,$\dot{U}_C$ 滞后 $\dot{I}$ 90°,其画法如图 2.15 所示。

根据 $\dot{U}=\dot{U}_R+\dot{U}_L+\dot{U}_C$,将 $\dot{U}_R$、$\dot{U}_L$、$\dot{U}_C$ 相加,便得到总电压相量 $\dot{U}$。

在相量图中,电压相量 $\dot{U}$、$\dot{U}_R$ 和 $(\dot{U}_L+\dot{U}_C)$ 构成了直角三角形,称为电压三角形。利用这个电压三角形,可以求得电源电压有效值

$$U = \sqrt{U_R^2 + (U_L - U_C)^2} \tag{2.30}$$

因为 $U_R = IR$,$U_L = IX_L$,$U_C = IX_C$,所以

$$U = I\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

即

$$\frac{U}{I} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = |Z| \tag{2.31}$$

在 RLC 串联电路中,电压与电流的有效值之比为 $|Z|$,具有阻碍电流通过的性质,它是由电阻与电抗(感抗与容抗之差)综合限流作用而导出的参数,因此称它为电路的阻抗,用字母 $|Z|$ 表示,单位是欧姆。$|Z|$、R 和 $X = X_L - X_C$ 三者之间的关系,也可以用一个直角三角形,即阻抗三角形来表示,如图 2.16 所示,它与电压三角形是相似的,不同的是 $|Z|$、R 和 $X = X_L - X_C$ 不是相量,画阻抗三角形时各边不能用带箭头的有向线段。

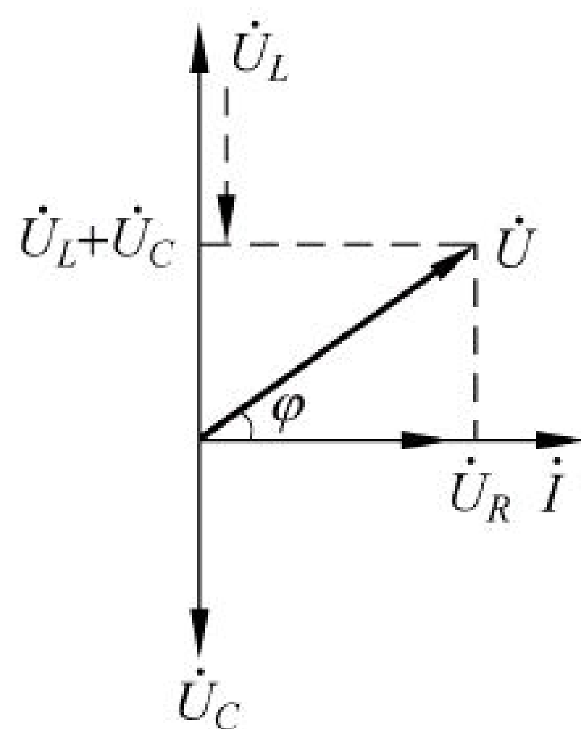


图 2.15 相量图

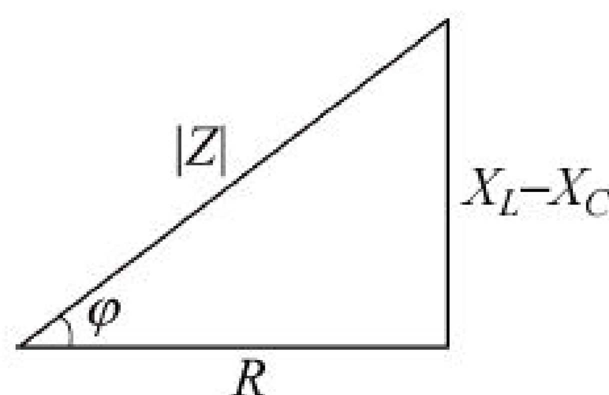


图 2.16 阻抗三角形

电源电压与电流之间的相位差,可以由电压三角形或阻抗三角形得出,为

$$\begin{aligned}\varphi &= \arctan\frac{U_L - U_C}{U_R} = \arctan\frac{X_L - X_C}{R} \\ &= \arctan\frac{\omega L - 1/(\omega C)}{R}\end{aligned} \tag{2.32}$$

可见在 RLC 串联电路中，电源电压与电流之间的相位差仅由电路参数 R、L、C 和电源角频率 ω 决定。

以上分析实际上是在假定 $X_L > X_C$ 的条件下进行的。这时 $X_L - X_C > 0$，电源电压与电流之间的相位差 φ 为正值，即电源电压在相位上超前电流。由于此时电路中电感的作用大于电容的作用，所以这种电路称为电感性电路。当 $X_L < X_C$，即 $X_L - X_C < 0$，φ 为负值，电源电压在相位上将滞后电流，电路中电容的作用大于电感的作用，这种电路称为电容性电路。当 $X_L = X_C$，即 $X_L - X_C = 0$，φ 为零，电源电压与电流同相，这种电路称为电阻性电路。这种特殊现象称为串联谐振，将在 2.8 节专门讨论。

2. 分析方法二——相量解析法

由于各电压与电流都是同频率的正弦量，因此可以用相量表示它们，即

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_R &= R\dot{I} \\ \dot{U}_L &= \mathrm{j}X_L\dot{I} \\ \dot{U}_C &= -\mathrm{j}X_C\dot{I} \end{aligned}\right\} \tag{2.33}$$

RLC 串联电路中，基尔霍夫电压定律的相量形式为

$$\dot{U} = \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C = U\angle\varphi \tag{2.34}$$

将式(2.33)代入上式，则得电源电压相量为

$$\dot{U} = \dot{I}[R + \mathrm{j}(X_L - X_C)]$$

将上式写为

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = R + \mathrm{j}(X_L - X_C) = Z \tag{2.35}$$

复数 Z 与电压相量及电流相量之间的关系形式上与直流电路的欧姆定律相似，故称

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = Z \quad 或 \quad \dot{U} = \dot{I}Z$$

为相量形式的欧姆定律。这里复数 Z 的实部是电阻，虚部是感抗与容抗之差，即 $X_L - X_C = X$，称为电抗，$Z = R + \mathrm{j}X$，因此 Z 称为复阻抗，即

$$Z = R + \mathrm{j}(X_L - X_C) = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}\angle\arctan\frac{X_L - X_C}{R} = |Z|\angle\varphi \tag{2.36}$$

复阻抗的图形符号如图 2.14(b)所示。复阻抗表示了电路中电压与电流之间的关系，它既表示了数值关系(反映在复阻抗的模 $|Z|$ 上)，又表示了相位关系(反映在辐角 φ 上)。

2.4.2　功率关系

1. 有功功率(平均功率)

从电压三角形(见图 2.17)可得出

$$U_R = U\cos\varphi = IR$$

即

$$P = U_R I = I^2 R = UI\cos\varphi \tag{2.37}$$

2. 无功功率

电感和电容元件要储存和释放能量，它们与电源之间要进行能量互换。从图2.15可知，电感在储存能量的时候，电容在放出能量，反之亦然，所以 RLC 串联电路总的无功功率为二者之差，即

$$\begin{aligned} Q &= Q_L - Q_C \\ &= U_L I - U_C I = I(U_L - U_C) = I^2(X_L - X_C) \\ &= UI\sin\varphi \end{aligned} \tag{2.38}$$

3. 视在功率

电路总电压与电流有效值的乘积定义为电路的视在功率，用 S 表示，即

$$S = UI \tag{2.39}$$

视在功率的单位是伏安(V·A)或千伏安(kV·A)。

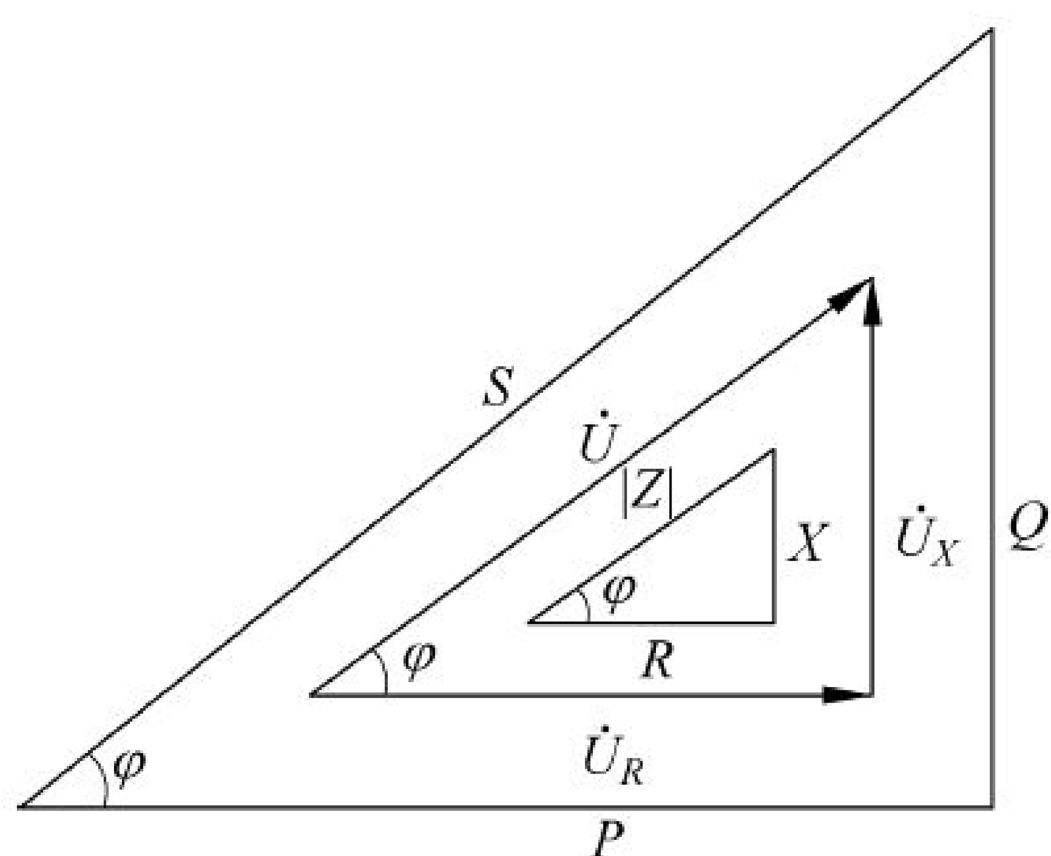


图2.17 功率、电压及阻抗三角形

不难发现，有功功率、无功功率和视在功率之间的关系为

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{2.40}$$

显然，它们也可以用一个直角三角形来表示，如图2.17所示。

回忆单一理想电阻、电感、电容的功率情况可知：在求包含若干个 R、L、C 的交流、无源二端网络的功率时，也可用下述公式求得。其中端口的有功功率为

$$P = P_{R1} + P_{R2} + \cdots + P_{Rn} = \sum_{k=1}^{n} P_{Rk} \tag{2.41}$$

而无功功率为

$$Q = Q_L - Q_C \tag{2.42}$$

其中

$$Q_L = Q_{L1} + Q_{L2} + \cdots + Q_{Ln} = \sum_{k=1}^{n} Q_{Lk}$$

$$Q_C = Q_{C1} + Q_{C2} + \cdots + Q_{Cn} = \sum_{k=1}^{n} Q_{Ck}$$

2.4.3 功率因数

在图2.17的三个三角形中 φ 角的余弦 $\cos\varphi$ 称为功率因数。

交流电路所消耗的有功功率为

$$P = UI\cos\varphi$$

在一定的电压和电流下，电路所消耗的有功功率取决于功率因数 $\cos\varphi$ 的大小，而

$\cos\varphi=\dfrac{R}{\sqrt{R^2+X^2}}$，取决于负载本身的参数。

发电设备的容量是按额定电压与额定电流的乘积——视在功率规定的，即 $S_N=U_N I_N$。视在功率表示电源能够输出的最大功率，但是它所带的负载能否得到这样大的有功功率，将取决于负载的功率因数。可见负载的功率因数降低时，电源发出的有功功率将减小，导致发电设备的容量得不到充分利用。

在供电方面，由于发电机（或变压器）绕组和供电线都有一定的电阻，设其等效电阻为 r，当电流通过时，其功率损耗为

$$\Delta P = I^2 r = \left(\frac{P}{U\cos\varphi}\right)^2 r = \left(\frac{P^2}{U^2}r\right)\frac{1}{\cos^2\varphi}$$

若发电机（或变压器）的输出电压 U 和功率 P 一定，则功率损失 ΔP 与功率因数 $\cos\varphi$ 的平方成反比，即负载的功率因数降低，功率损耗就增大。这是因为要在同一电压下输送同样大小的有功功率，若负载的功率因数降低，则必须供给较大的电流，从而增大了线路和电源设备内阻的功率损耗，降低了供电效率。

可见，提高负载的功率因数是一项有效的节能措施，具有重要的经济意义。

在实际中，功率因数 $\cos\varphi$ 低的主要原因是有大量的电感性负载存在，例如：拖动机械负载工作的交流异步电动机，在正常工作时的 $\cos\varphi$ 为 0.7～0.9；照明用的日光灯电路，其 $\cos\varphi$ 为 0.5 左右。提高功率因数的方法通常是在电感性负载两端并联适当的电容器，其电路图和相量图如图 2.18 所示。适当选择并联电容的计算公式为

$$C = \frac{P}{\omega U^2}(\tan\varphi_L - \tan\varphi) \tag{2.43}$$

式中，ω 为电源角频率；φ_L 为并联电容器之前的功率因数角；φ 为并联电容器之后的功率因数角。

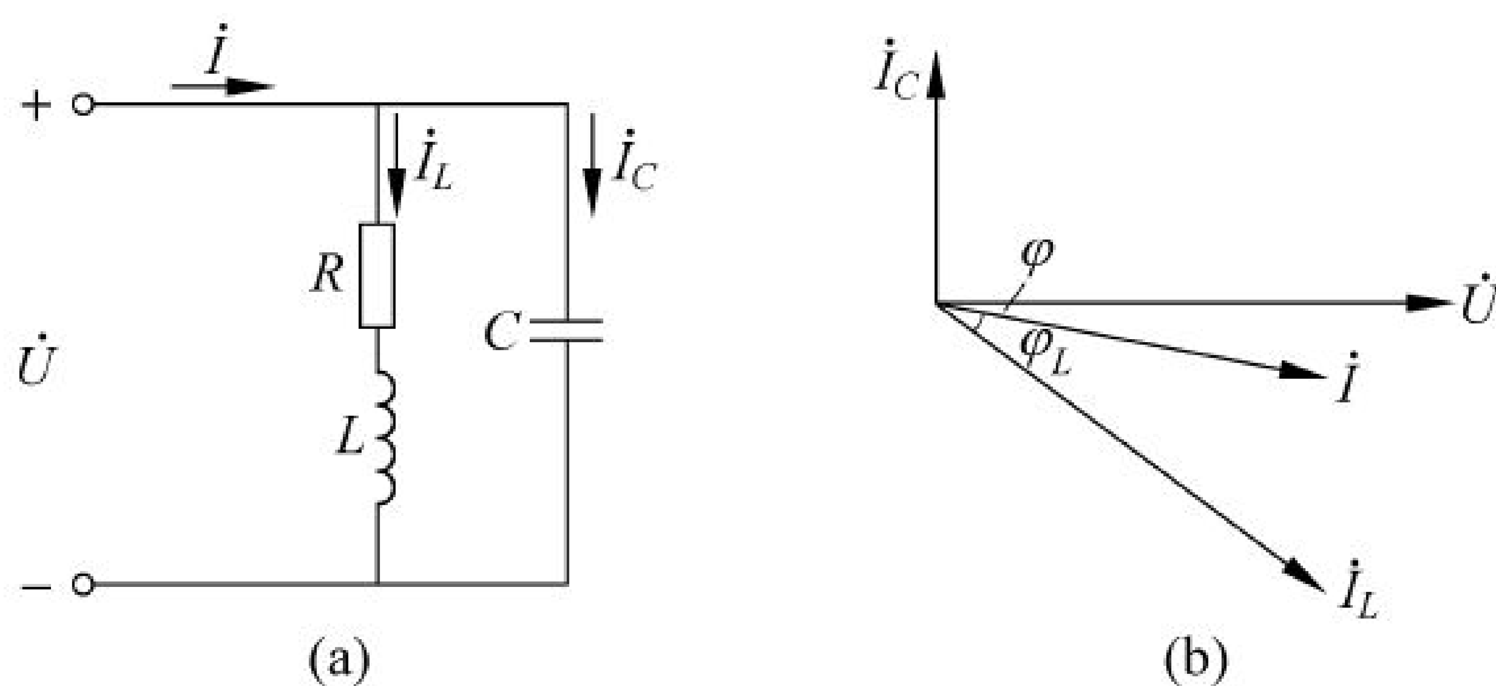


图 2.18　$\cos\varphi$ 的提高

(a) 电路；(b) 相量图

【例 2.5】　在 RLC 串联交流电路中，电源电压 $u=100\sqrt{2}\sin5000t\,\text{V}$，$R=15\Omega$，$L=12\text{mH}$，$C=5\mu\text{F}$。试求：

(1) 电路中的电流 i 和各部分电压 u_R、u_L、u_C；

(2) 画相量图。

解：(1) 已知 $R=15\Omega$，则

$$X_L = \omega L = 5000 \times 12 \times 10^{-3}\Omega = 60\Omega$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{5000 \times 5 \times 10^{-6}}\Omega = 40\Omega$$

电路的复数阻抗

$$Z = R + \mathrm{j}(X_L - X_C) = 15\Omega + \mathrm{j}(60 - 40)\Omega$$
$$= \sqrt{15^2 + 20^2}\angle \arctan\frac{20}{15}\Omega = 25\angle 53.1^\circ\Omega$$

由$\dot{U} = 100\angle 0^\circ \mathrm{V}$,得

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{100\angle 0^\circ}{25\angle 53.1^\circ}\Omega = 4\angle -53.1^\circ\Omega$$

$$\dot{U}_R = R\dot{I} = 15 \times 4\angle -53.1^\circ \mathrm{A} = 60\angle -53.1^\circ \mathrm{A}$$

$$\dot{U}_L = \mathrm{j}X_L\dot{I} = \angle 90^\circ \times 60 \times 4\angle -53.1^\circ \mathrm{V} = 240\angle 36.9^\circ \mathrm{V}$$

$$\dot{U}_C = -\mathrm{j}X_L\dot{I} = \angle -90^\circ \times 40 \times 4\angle -53.1^\circ \mathrm{V}$$
$$= 160\angle -143.1^\circ \mathrm{V}$$

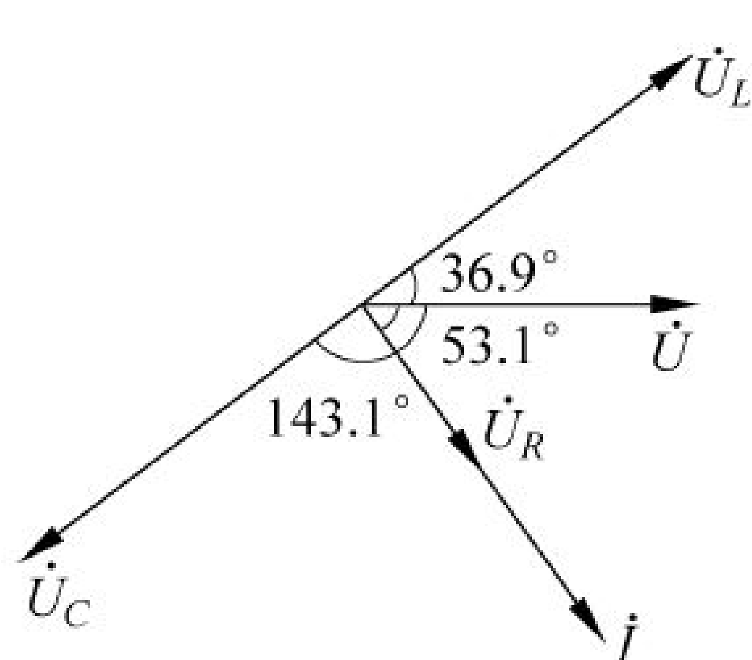


图 2.19 例 2.5 相量图

电流 i 和各部分电压 u_R、u_L、u_C 分别为

$$i = 4\sqrt{2}\sin(5000t - 53.1^\circ)\mathrm{A}$$
$$u_R = 60\sqrt{2}\sin(5000t - 53.1^\circ)\mathrm{V}$$
$$u_L = 240\sqrt{2}\sin(5000t + 36.9^\circ)\mathrm{V}$$
$$u_C = 160\sqrt{2}\sin(5000t - 143.1^\circ)\mathrm{V}$$

(2) 相量图如图 2.19 所示。

2.5 阻抗的串联与并联

2.5.1 阻抗的串联

图 2.20(a)是两个阻抗串联的交流电路,根据基尔霍夫电压定律可写出它的相量表达式

$$\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 = Z_1\dot{I} + Z_2\dot{I} = (Z_1 + Z_2)\dot{I}$$

两个串联的阻抗可用一个等效阻抗 Z 来代替,在同样电压的作用下,电路中电流的有效值和相位保持不变。根据图 2.20(b)所示的等效电路可写出

$$\dot{U} = Z\dot{I}$$
$$Z = Z_1 + Z_2$$

一般 $|Z| \neq |Z_1| + |Z_2|$

分压公式为

$$\dot{U}_1 = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}\dot{U}, \quad \dot{U}_2 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}\dot{U}$$

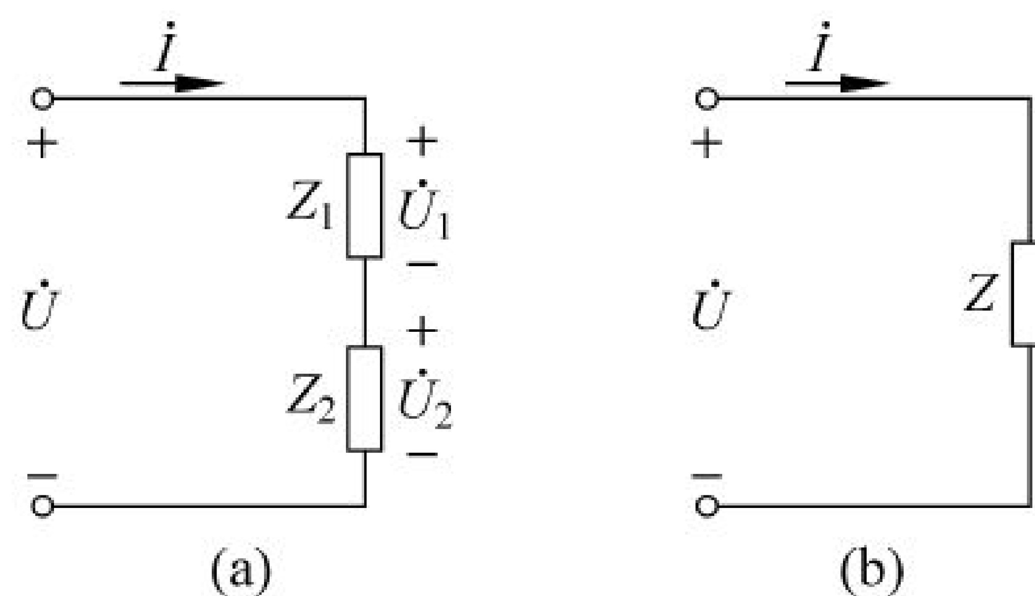


图 2.20 阻抗串联电路

【例 2.6】 已知 $Z_1=(10+\mathrm{j}10)\Omega, Z_2=(20+\mathrm{j}50)\Omega, Z_3=(10-\mathrm{j}30)\Omega$,求三者串联的等效阻抗。

解:由已知得

$$\begin{aligned} Z &= Z_1+Z_2+Z_3 \\ &= (10+\mathrm{j}10+20+\mathrm{j}50+10-\mathrm{j}30)\Omega \\ &= (40+\mathrm{j}30)\Omega = 50\angle 36.9^\circ\Omega \end{aligned}$$

2.5.2 阻抗的并联

图 2.21(a)是两个阻抗并联的交流电路,根据基尔霍夫电流定律可写出它的相量表达式

$$\dot{I}=\dot{I}_1+\dot{I}_2=\frac{\dot{U}}{Z_1}+\frac{\dot{U}}{Z_2}=\dot{U}\left(\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z_2}\right)$$

两个并联的阻抗也可以用一个等效阻抗 Z 来代替,根据图 2.21(b)所示的电路可写出

$$\dot{I}=\frac{\dot{U}}{Z}$$

$$\frac{1}{Z}=\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z_2}$$

或

$$Z=\frac{Z_1Z_2}{Z_1+Z_2}$$

一般

$$|Z|\neq\frac{|Z_1|\cdot|Z_2|}{|Z_1|+|Z_2|}$$

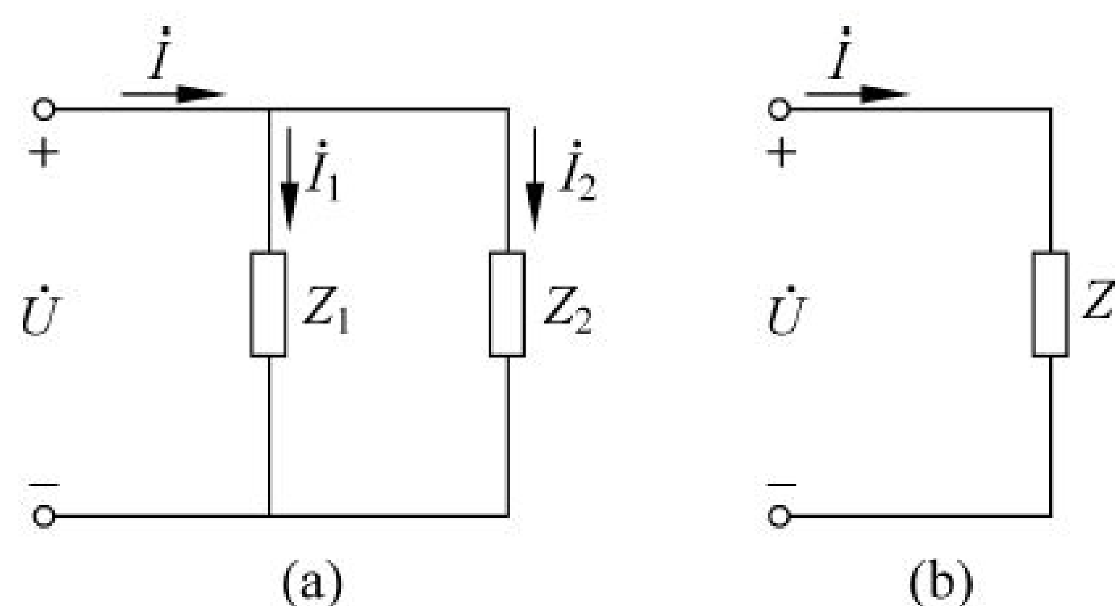


图 2.21　阻抗并联电路

分流公式为

$$\dot{I}_1=\frac{Z_2}{Z_1+Z_2}\dot{I},\quad \dot{I}_2=\frac{Z_1}{Z_1+Z_2}\dot{I}$$

【例 2.7】 有一 RC 并联电路,已知 $R=1\mathrm{k}\Omega, C=1\mu\mathrm{F}, \omega=1000\mathrm{rad/s}$,求其等效复阻抗。

解:由已知得

$$X_C=\frac{1}{\omega C}=\frac{1}{1000\times10^{-6}}\Omega=1\mathrm{k}\Omega$$

$$Z=\frac{Z_1Z_2}{Z_1+Z_2}=\frac{R(-\mathrm{j}X_C)}{R-\mathrm{j}X_C}=\frac{-\mathrm{j}}{1-\mathrm{j}}=0.707\angle-45^\circ\mathrm{k}\Omega$$

2.6 正弦交流电路的分析方法

正弦交流电路的分析方法通常有两种:一是相量解析法;二是相量图法。在分析电路时,要根据要求或计算电路的难易来选择具体方法。

2.6.1 相量解析法

从前面几节的分析可发现,表示基尔霍夫定律和欧姆定律的相量形式与直流电阻电路中所用的同一公式在形式上完全相同,因此,分析计算电阻电路的各种方法、原理和定理完全可以移到线性正弦交流电路中,所不同的是应将电阻改为复阻抗,将电压、电流的直流量改为相量。

【例 2.8】 如图 2.22 所示电路,已知$\dot{U}_s=100\angle 0°\text{V}$,$\omega=314\text{rad/s}$,$R_1=30\Omega$,$R_2=40\Omega$,$L=0.127\text{H}$,$C=46\mu\text{F}$。试求:

(1) 等效复阻抗 Z;

(2) 各支路电流$\dot{I}$、$\dot{I}_1$ 和$\dot{I}_2$;

(3) 画相量图。

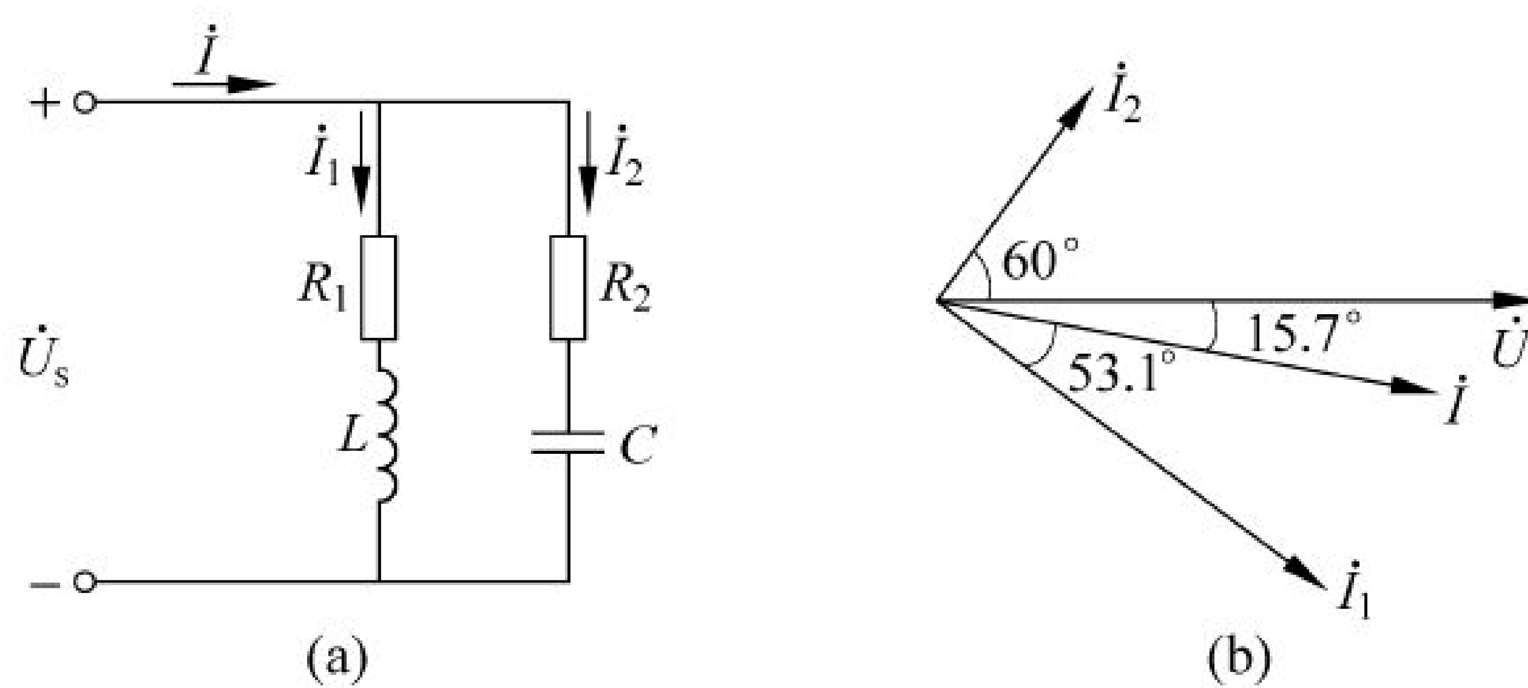


图 2.22 例 2.8 电路

(a) 电路;(b) 相量图

解:R_1 与 L 串联的复阻抗为

$$Z_1=R_1+\text{j}\omega L=(30+\text{j}314\times 0.127)\Omega=(30+\text{j}40)\Omega=50\angle 53.1°\Omega$$

R_2 与 C 串联的复阻抗为

$$Z_2=R_2-\text{j}\frac{1}{\omega C}=\left(40-\text{j}\frac{1}{314\times 46\times 10^{-6}}\right)\Omega=(40-\text{j}69.2)\Omega=80\angle -60°\Omega$$

(1) 等效复阻抗

$$Z=\frac{Z_1Z_2}{Z_1+Z_2}=\frac{50\angle 53.1°\times 80\angle -60°}{30+\text{j}40+40-\text{j}69.2}\Omega=\frac{4000\angle -6.9°}{75.8\angle -22.6°}\Omega=52.8\angle 15.7°\Omega$$

(2) 各支路电流分别为

$$\dot{I}=\frac{\dot{U}_s}{Z}=\frac{100\angle 0°}{52.8\angle 15.7°}\text{A}=1.9\angle -15.7°\text{A}$$

$$\dot{I}_1=\frac{\dot{U}_s}{Z_1}=\frac{100\angle 0°}{50\angle 53.1°}\text{A}=2\angle -53.1°\text{A}$$

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{U}_s}{Z_2}=\frac{100\angle 0°}{80\angle -60°}\text{A}=1.25\angle 60°\text{A}$$

(3) 相量图如图 2.22(b)所示。

2.6.2　相量图法

相量图法是分析正弦交流电路的一种很重要的方法，借助于相量图，可使电路运算简化。画相量图时应注意以下两点：

(1) 选取电路中的一个量作为参考相量，使其相位差角为零，并画在水平实轴上。参考相量的选择可以是任意的，但为了方便，通常对于串联电路选电流为参考相量，而对于并联电路选电压为参考相量，对于串、并混联电路，可选取并联支路的电压或电流作为参考相量。

(2) 以参考相量为基准，由所在支路向外逐步延伸，把各个相关的物理量全部画出，作图时要与电路图中所规定的正方向、电路中各元件的基本性质以及电路的基本方程式一致。在相量图中各量之间要满足 KCL、KVL 定律。

【例 2.9】 在图 2.23(a)所示电路中，$I_1=I_2=10\text{A}$，$U=100\text{V}$，U 与 I 同相，试求 I、R、X_L 和 X_C。

解：(1) 选$\dot{U}_2$ 为参考相量，如图 2.23(b)所示。

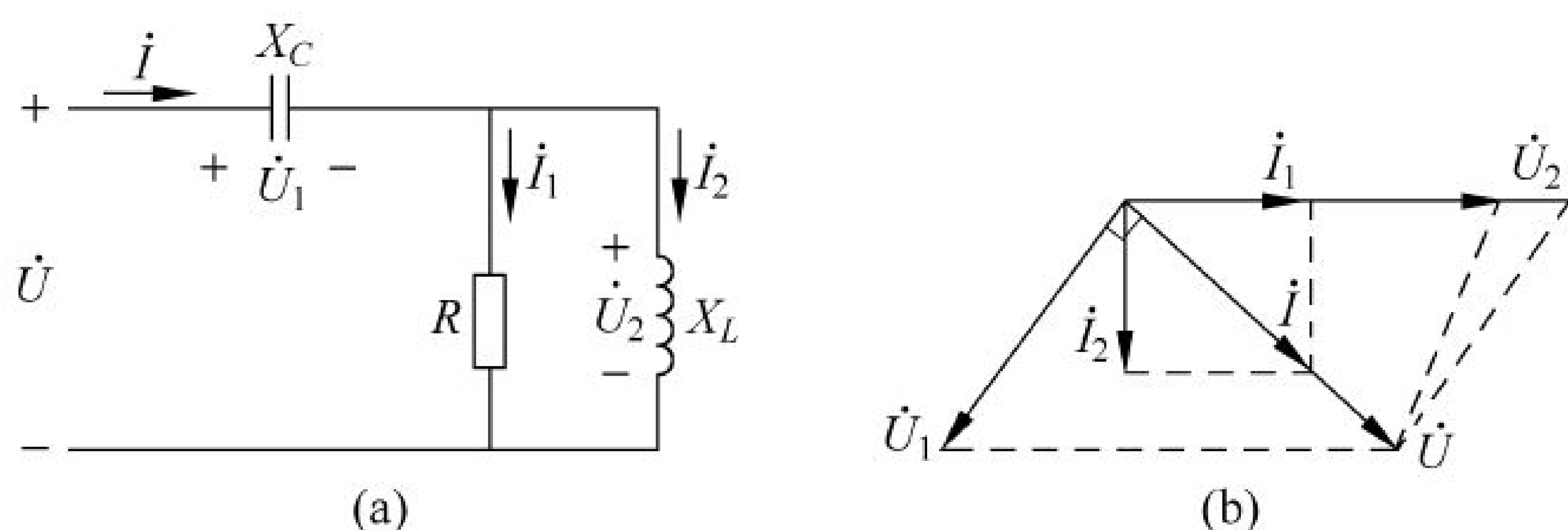


图 2.23　例 2.9 电路

(a) 电路；(b) 相量图

(2) 电阻中的电流$\dot{I}_1$与$\dot{U}_2$ 同相位，电感中的电流$\dot{I}_2$ 滞后$\dot{U}_2$90°，画出其相量，应用平行四边形法则作$\dot{I}_1+\dot{I}_2=\dot{I}$ 。在这个电流三角形中，因为$\dot{I}_1=\dot{I}_2$，所以总电流$\dot{I}$ 与$\dot{U}_2$ 相位差 $\varphi=45°$，其有效值

$$I=\sqrt{I_1^2+I_2^2}=\sqrt{10^2+10^2}\,\text{A}=10\sqrt{2}\,\text{A}$$

(3) 电容电压$\dot{U}_1$ 滞后电流$\dot{I}$ 90°，画出其相量，应用平行四边形作$\dot{U}_1+\dot{U}_2=\dot{U}$，在$\dot{U}_1$、$\dot{U}_2$和$\dot{U}$的电压三角形中，因为$\dot{U}$与$\dot{I}$ 同相，所以$\dot{U}_2$ 与$\dot{U}$的相位差为 45°，又因为$\dot{U}_1$ 与$\dot{U}$的相位差是 90°，所以电压三角形是等腰直角三角形。根据上述几何关系可得

$$U_1=U=100\text{V}$$

$$U_2=\sqrt{U_1^2+U^2}=\sqrt{100^2+100^2}\,\text{V}=100\sqrt{2}\,\text{V}$$

最后

$$R=\frac{U_2}{I_1}=\frac{100\sqrt{2}}{10}\Omega=10\sqrt{2}\,\Omega$$

$$X_L=\frac{U_2}{I_2}=\frac{100\sqrt{2}}{10}\Omega=10\sqrt{2}\,\Omega$$

$$X_C = \frac{U_1}{I} = \frac{100}{10\sqrt{2}}\Omega = 5\sqrt{2}\,\Omega$$

2.7 正弦交流电路中的谐振

在同时含有电感和电容元件的电路中,如果出现电源电压与电流同相,整个电路呈现电阻性,则此时电路的工作状态称为谐振工作状态。

谐振电路在无线电和电工技术中应用广泛;但另一方面,谐振的发生可能破坏某些系统的正常工作,因此对谐振的研究很有意义。本节重点研究串联谐振和并联谐振的频率响应。

2.7.1 串联谐振

图 2.24 所示,RLC 串联电路在正弦电压 U 作用下,电路中的电流有效值

$$I = \frac{U}{|Z|} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

电压与电流之间的相位差

$$\varphi = \arctan\frac{X_L - X_C}{R} = \arctan\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$$

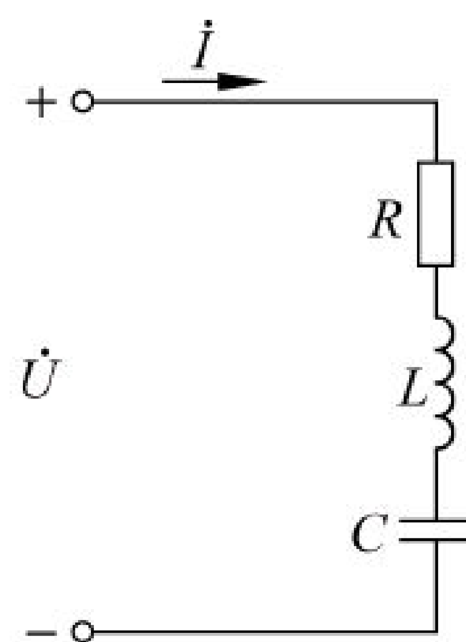


图 2.24 RLC 串联谐振电路

1. 谐振条件与谐振频率

(1) 谐振条件

若

$$X_L = X_C \quad 或 \quad \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

则电路将产生谐振。发生谐振时的角频率和频率分别称为谐振角频率和谐振频率,用 ω_0 和 f_0 表示。

(2) 谐振频率

根据谐振条件,得到谐振频率

$$\left.\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \end{aligned}\right\} \tag{2.44}$$

谐振角频率 ω_0 和谐振频率 f_0 只由电路本身的电感、电容参数决定,改变电源频率 $\omega(f)$ 或调节电路中的 L 和 C 参数,使之符合谐振条件,都可使电路发生谐振。

2. 串联谐振的基本特征

(1) 阻抗

画出 R=常数，$X_L=2\pi fL$，$X_C=\dfrac{1}{2\pi fC}$，$|Z|=\sqrt{R^2+(X_L-X_C)^2}$，$\varphi=\arctan\dfrac{X_L-X_C}{R}$和 $I=\dfrac{U}{|Z|}$随频率变化的曲线，如图 2.25 所示。从所示各曲线可看到：当 $f<f_0$ 时，$2\pi fL<\dfrac{1}{2\pi fC}$，$\varphi<0$，电压滞后电流，电路呈电容性；当 $f>f_0$ 时，$2\pi fL>\dfrac{1}{2\pi fC}$，$\varphi>0$，电压超前电流，电路呈电感性；当 $f=f_0$ 时，$2\pi fL=\dfrac{1}{2\pi fC}$，$\varphi=0$，电压与电流同相，电路发生谐振，此时

$$|Z_0|=\sqrt{R^2+(X_L-X_C)^2}=R$$

串联谐振时，阻抗最小，等于电路中的电阻。

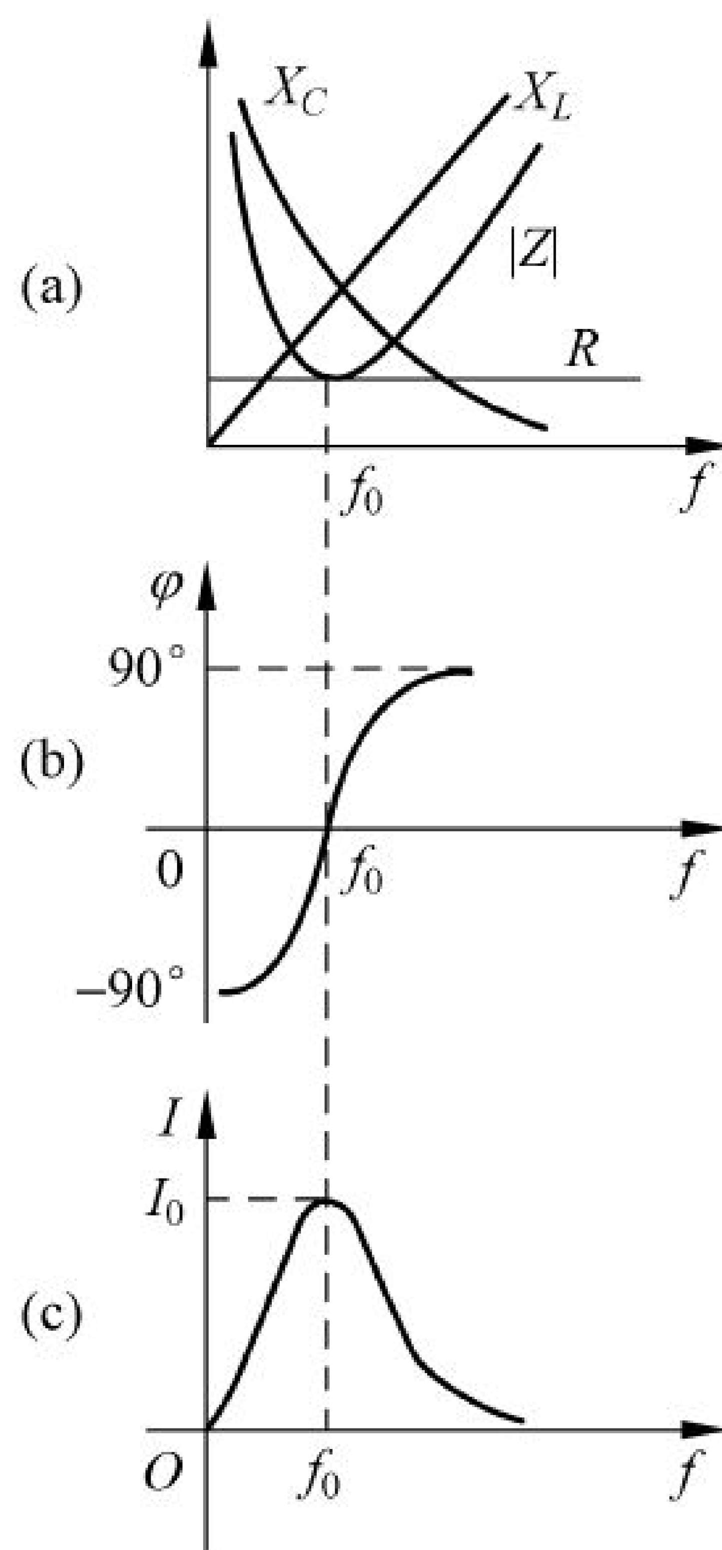


图 2.25　频率特性

(2) 电流

串联谐振时的电流为

$$I_0=\frac{U}{|Z_0|}=\frac{U}{R}$$

串联谐振时电流最大。

(3) 电压

串联谐振时各元件电压为

$$U_R=RI_0=R\frac{U}{R}=U$$

$$U_L=X_LI_0=\frac{X_L}{R}U=\frac{\omega_0L}{R}U$$

$$U_C=X_CI_0=\frac{X_C}{R}U=\frac{1}{\omega_0CR}U$$

串联谐振时，电阻上的电压等于电源电压；电感电压和电容电压大小相等，极性相反。若 $X_L=X_C\gg R$，则电感电压、电容电压要比电源电压高得多(见图 2.26)。因此，串联谐振也称为电压谐振。

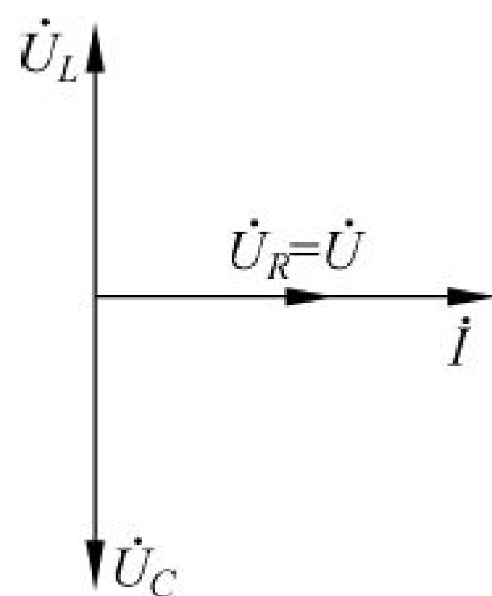


图 2.26　串联谐振相量图

(4) 功率

谐振时，电路中的功率

$$P=UI_0\cos\varphi=UI_0=\frac{U^2}{R}$$

$$Q=0$$

$$S=UI_0=\frac{U^2}{R}$$

以上各式说明，谐振时，RLC 电路与电源之间没有能量互换。能量互换只发生在电路内部的电感与电容之间，电源供给的能量全部为电阻所消耗。

3. 串联谐振电路的品质因数

工程上将谐振时电感电压 U_L 或电容电压 U_C 与电源电压 U 的比值定义为谐振电路的品质因数,即

$$Q=\frac{U_L}{U}=\frac{U_C}{U}=\frac{\omega_0 L}{R}=\frac{1}{\omega_0 CR}$$

品质因数 Q 值是一无量纲的参数。由上式可知

$$U_L=QU$$

$$U_C=QU$$

即 Q 值越高,电感和电容上的电压越高。在电力系统中,谐振时出现的高电压,可能击穿线圈和电容器的绝缘,因此要避免发生串联谐振;但在无线电技术中,常常利用串联谐振以获得良好的选择性。而串联谐振电流曲线的形状与品质因数 Q 值有关,取不同的 Q 值画出的串联谐振电流曲线如图 2.27 所示。从图中可以看到,Q 值大的谐振曲线尖锐,Q 值小的谐振曲线平缓。

当谐振曲线比较尖锐时,等于谐振频率 f_0 的信号最大,而偏离谐振频率 f_0 的信号大大减小,因此可以说,谐振曲线尖锐,选择性好。为了定量衡量选择性的好坏,通常用通频带表示,其规定如下:

当频率由 f_0 向两侧偏离时,电流 I 随之减少,当减小到谐振电路 I_0 的 $1/\sqrt{2}$,即 $I=\frac{I_0}{\sqrt{2}}$ 时所对应的上、下限频率之间的宽度,称为通频带 Δf,即

$$\Delta f=f_{\mathrm{H}}-f_{\mathrm{L}}=\frac{f_0}{Q} \tag{2.45}$$

由此可见,通频带 Δf 越小,表明谐振曲线越尖锐,选择性越好。

例如,某收音机的输入电路如图 2.28 所示。天线接收到的各种频率信号都会在 RLC 串联电路中感应出电动势,分别是 e_1、e_2、…。图中的 R 是线圈的电阻。改变 C,使之对所需信号频率调到串联谐振,那么 LC 回路中该频率的电流最大,电容两端的电压最高,而其他频率的信号虽也在输入电路里出现,但没有达到谐振,电流很小,因此在电容两端的电压相对很低,这样就起到了选择信号的作用。

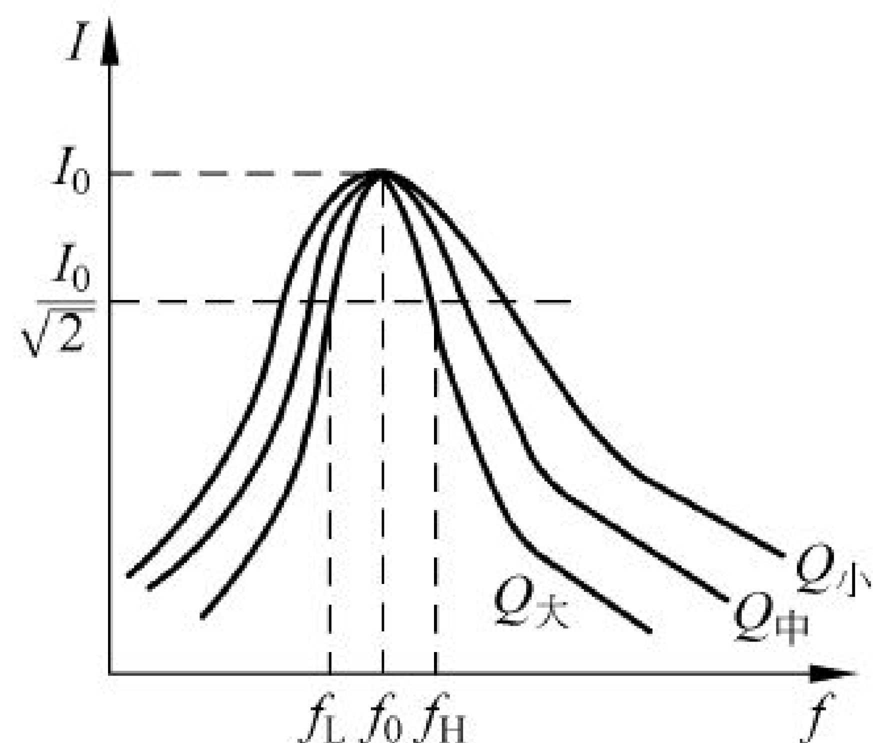


图 2.27 串联谐振电流曲线

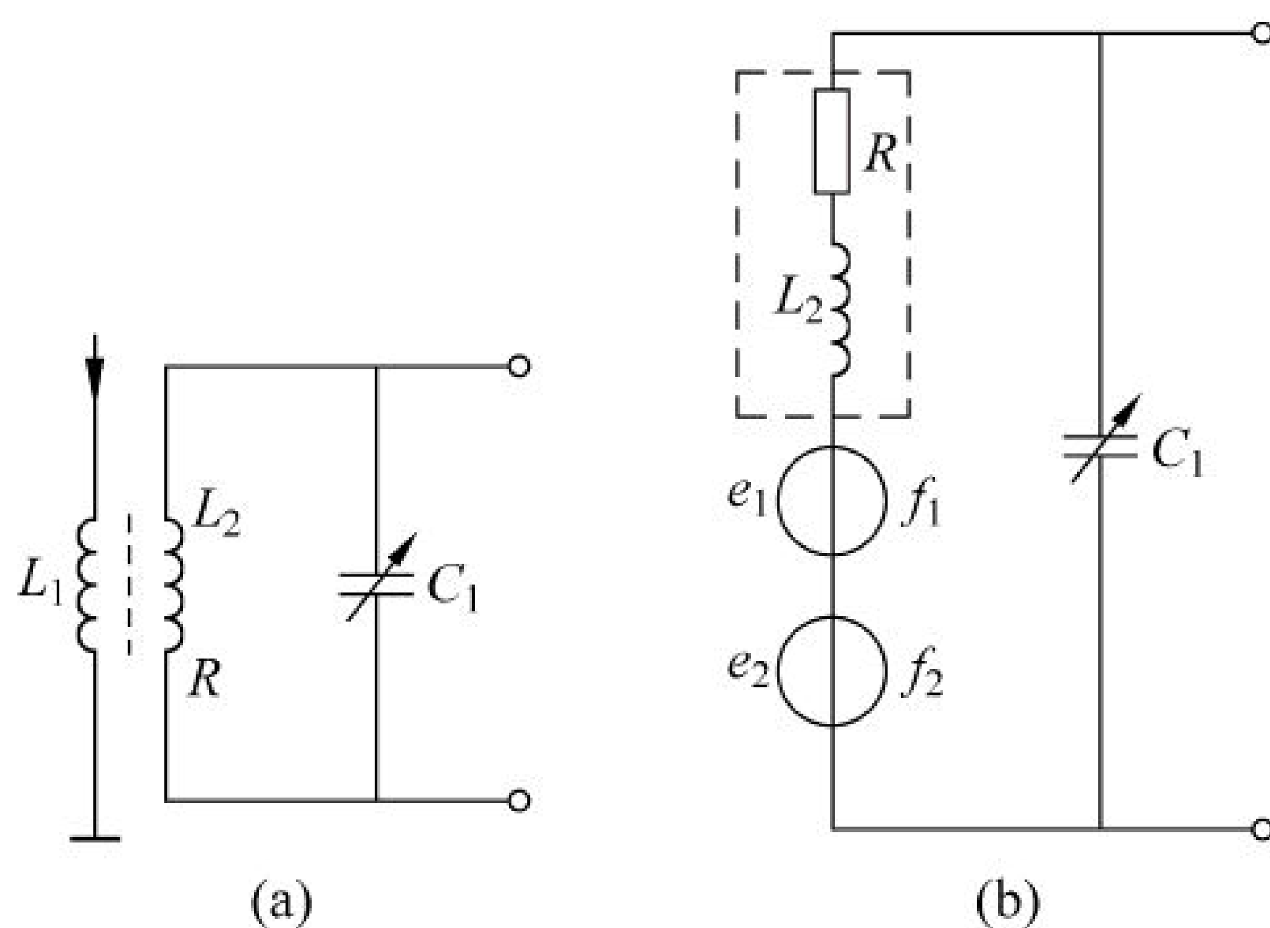


图 2.28 某收音机的输入电路

2.7.2 并联谐振

图 2.29 所示电路是电感线圈和电容器并联的电路。

在正弦电压的作用下，各支路电流分别为

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{U}}{R + \mathrm{j}X_L} = U\left[\frac{R}{R^2 + X_L^2} - \mathrm{j}\frac{X_L}{R^2 + X_L^2}\right]$$

$$\dot{I}_C = \mathrm{j}\frac{\dot{U}}{X_C}$$

总电流

$$\dot{I} = \dot{I}_L + \dot{I}_C = \dot{U}\left[\frac{R}{R^2 + X_L^2} - \mathrm{j}\left(\frac{X_L}{R^2 + X_L^2} - \frac{1}{X_C}\right)\right] = \frac{\dot{U}}{Z}$$

式中

$$\frac{1}{Z} = \frac{R}{R^2 + X_L^2} - \mathrm{j}\left(\frac{X_L}{R^2 + X_L^2} - \frac{1}{X_C}\right)$$

相量图如图 2.30 所示。

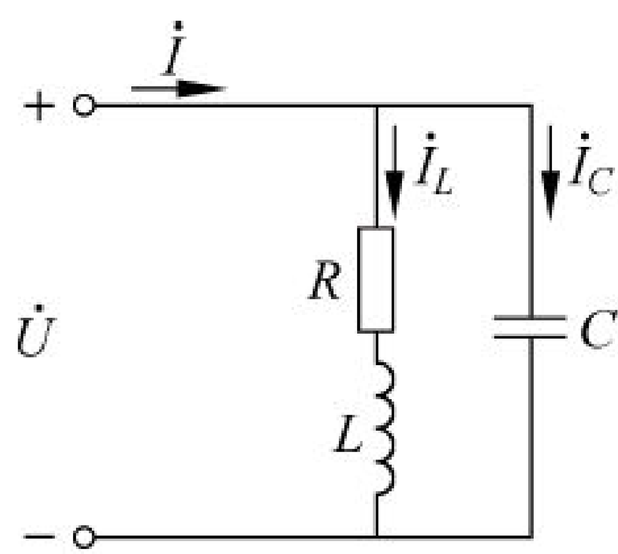


图 2.29 线圈与电容器并联电路

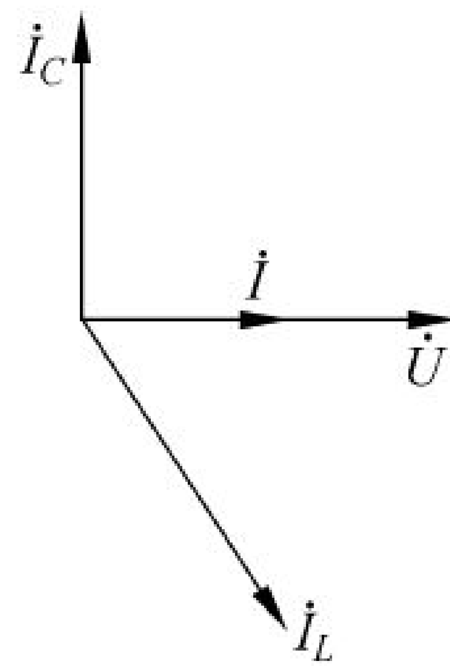


图 2.30 相量图

1. 并联谐振条件与谐振频率

(1) 谐振条件

若

$$\frac{X_L}{R^2 + X_L^2} = \frac{1}{X_C} \quad 或 \quad \frac{2\pi fL}{R^2 + (2\pi fL)^2} = 2\pi fC$$

则总电流的虚部为零，并联电路电压与总电流同相，电路呈现电阻性，电路发生谐振。

(2) 谐振频率

从谐振条件可解出谐振频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}$$

并联谐振电路的 f_0 不仅与 L 和 C 有关，还与 R 有关，但是一般情况下，电感线圈中 $R \ll 2\pi f_0 L$ 或 $\frac{R^2}{L^2} \ll \frac{1}{LC}$，那么

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

2. 并联谐振的基本特征

(1) 阻抗

谐振时,阻抗的模为

$$|Z_0| = \frac{L}{RC}$$

其值最大,此时整个电路相当于一个电阻,阻值等于 L/RC。

(2) 电流

并联谐振时,阻抗 $|Z_0|$ 最大,在电源电压一定时

$$I_0 = \frac{U}{|Z_0|} = \frac{R}{R^2 + X_L^2}U = \frac{U}{L/(RC)}$$

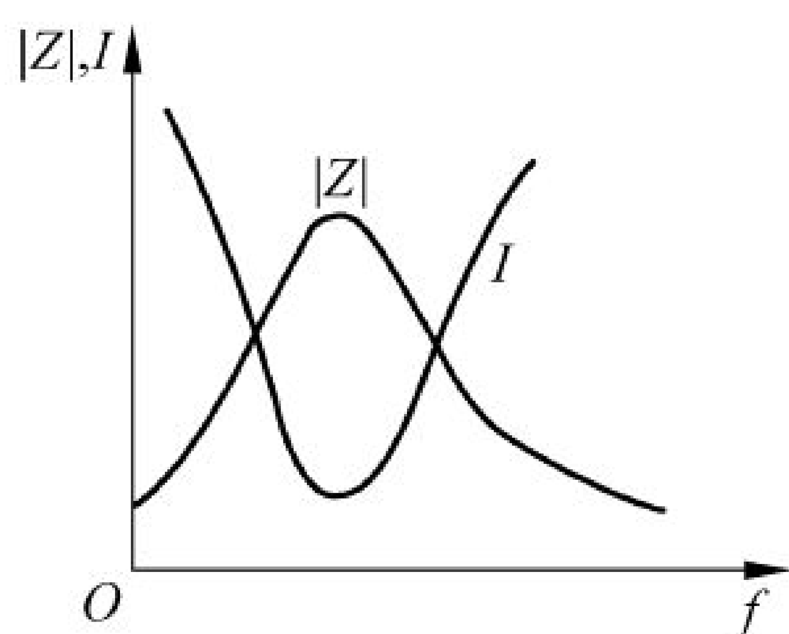


图 2.31　谐振曲线

电路中总电流 I_0 最小。阻抗 $|Z|$ 及电流 I 随频率变化的曲线如图 2.31 所示。各支路电流

$$I_L = \frac{U}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} = \frac{\sqrt{R^2 + X_L^2}}{R^2 + X_L^2}U$$

由于实际线圈的感抗 $X_L \gg R$,故上式可写为

$$I_L \approx \frac{X_L}{R^2 + X_L^2}U$$

所以

$$I_C \approx I_L \gg I_0$$

谐振时,各支路电流在数值上比电源供给的总电流大得多,因此,并联谐振也称为电流谐振。

(3) 电压

当电压源供电时,并联谐振电路两端电压就是电源电压。

当电流源供电时,由于谐振时,并联电路阻抗 $|Z_0|$ 最大,要比非谐振状态的阻抗大得多,因此谐振时,并联谐振电路将产生很高的电压,而且各支路电流将比电流源 I_s 大得多。

3. 并联谐振电路的品质因数

并联谐振电路的品质因数定义为谐振时各支路电流与总电流的比值,即

$$Q = \frac{I_L}{I_0} = \frac{I_C}{I_0} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$$

这与串联谐振电路的品质因数的计算公式是相同的。

2.8　三相交流电路

2.8.1　三相交流电源

1. 三相交流电压的表示

三相交流电源是由三相交流发电机产生的,三相交流发电机的定子绕组如图 2.32(a)所示,规定 A、B、C 端为首端,X、Y、Z 端为尾端,三相绕组产生的频率相同、幅值相等、相位

互差 120°的正弦电动势 e_A、e_B 和 e_C，称为三相对称电动势。规定电动势的参考方向为尾端指向首端。三相绕组的各首端与对应尾端之间的正弦电压 u_A、u_B 和 u_C，称为三相电源的相电压，其参考方向为首端指向尾端。它们是频率相同、幅值（或有效值）相等、相位互差 120°，称为三相对称相电压。以 A 相电压为参考正弦量，其瞬时值表示式为

$$u_A = U_m \sin\omega t$$
$$u_B = U_m \sin(\omega t - 120°)$$
$$u_C = U_m \sin(\omega t + 120°)$$

若用有效值相量表示，则为

$$\begin{cases} \dot{U}_A = U\angle 0° \\ \dot{U}_B = U\angle -120° = U\left(-\dfrac{1}{2} - j\dfrac{\sqrt{3}}{2}\right) \\ \dot{U}_C = U\angle +120° = U\left(-\dfrac{1}{2} + j\dfrac{\sqrt{3}}{2}\right) \end{cases} \tag{2.46}$$

三相电动势和电压的参考方向、波形图以及相量图如图 2.32(b)、(c)所示。

三相交流电压出现正幅值（或相位零值）的先后顺序称为相序。上面讨论的三相电压相序为 A、B、C。

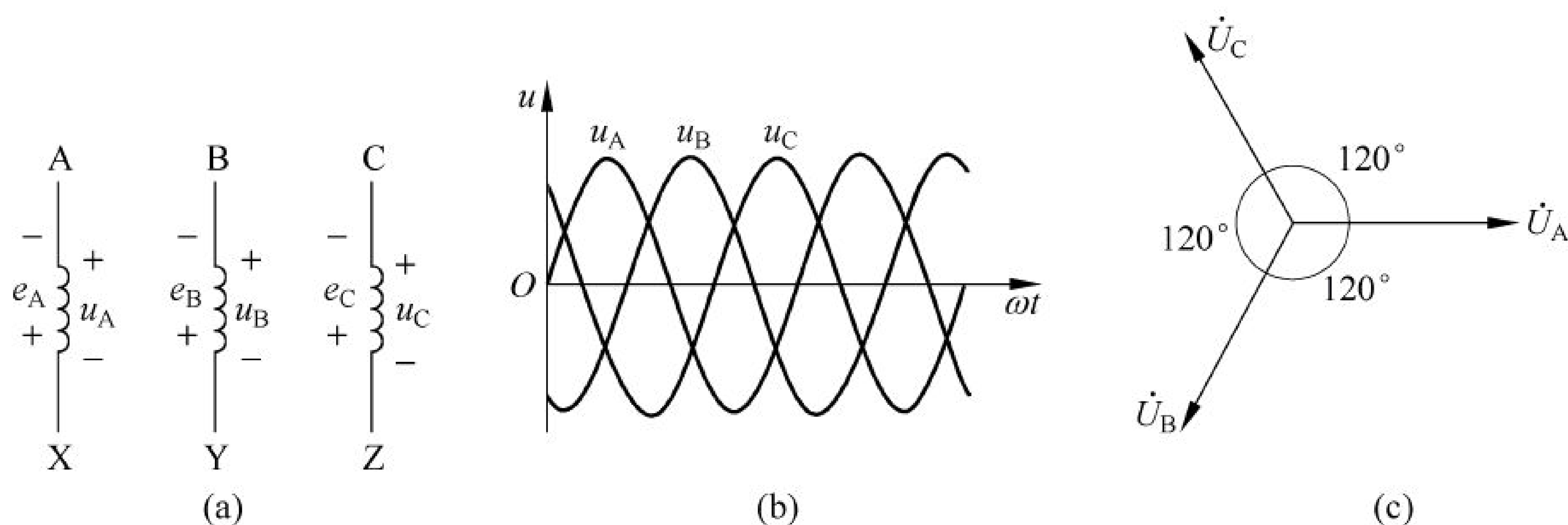


图 2.32 对称三相电压

2. 三相交流发电机绕组的星形联接

三相电源（发电机或变压器）绕组的星形联接如图 2.33 所示，三相绕组的尾端 X、Y、Z 接在一起，这个联接点称为中性点，用 N 表示。从中性点引出的导线，称为中性线（俗称零线）。从首端 A、B、C 分别引出三根导线，称为端线（俗称火线）。这种星形（Y）联接的具有中性线的三相供电电路，称为三相四线制电路。不引中性线的称为三相三线制电路。

各端线与中性线之间的电压就是相电压。各相电压的有效值用 U_A、U_B、U_C 表示，一般用 U_P 表示。在三相电路中相电压的参考方向是从端线指向中性线。三相电路各端线之间的电压，称为线电压。线电压的有效值用 U_{AB}、U_{BC}、U_{CA} 表示，一般用 U_L 表示。线电压的参考方向用下标字母的顺序来表示，如 U_{AB} 表示该线电压的参考方向是从 A 线指向 B 线。

下面分析三相电源星形联接时线电压与相电压之间的关系。根据基尔霍夫电压定律，线电压有效值相量与其对应的相电压有效值相量的关系式为

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_{AB}&=\dot{U}_A-\dot{U}_B\\ \dot{U}_{BC}&=\dot{U}_B-\dot{U}_C\\ \dot{U}_{CA}&=\dot{U}_C-\dot{U}_A\end{aligned}\right\}\tag{2.47}$$

三相电源的相电压都是对称的,若以$\dot{U}_A$为参考相量,则根据式(2.46)作出相电压和线电压的相量图,如图2.34所示。

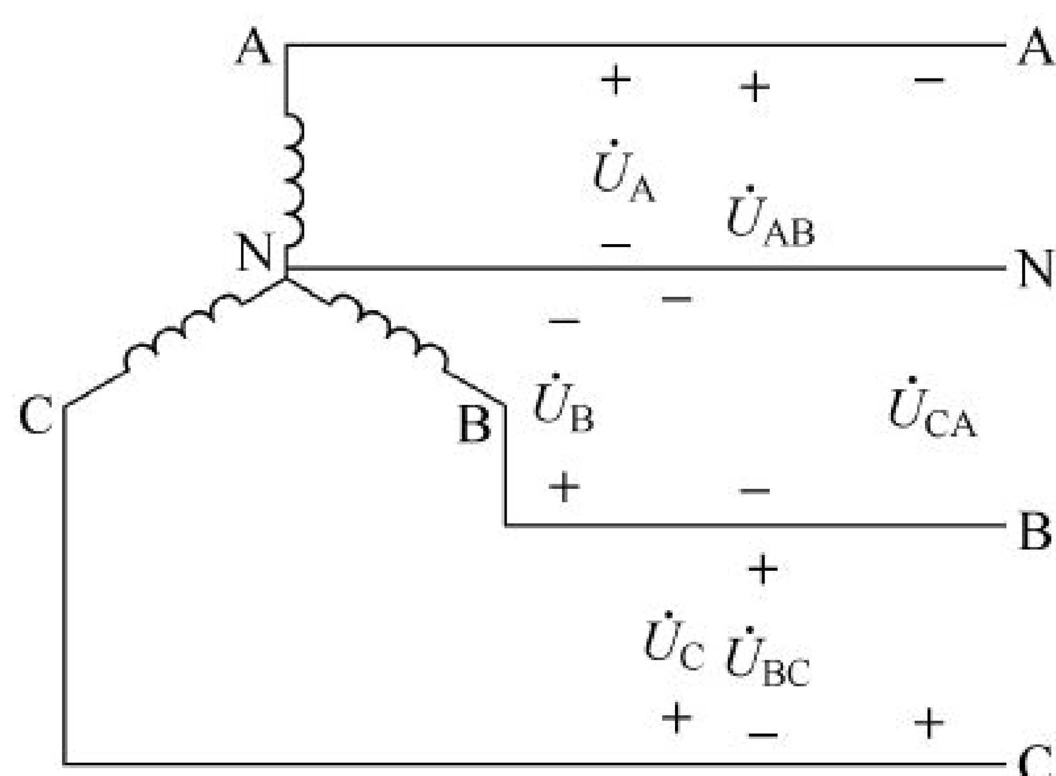


图2.33 三相发电机绕组的星形联接

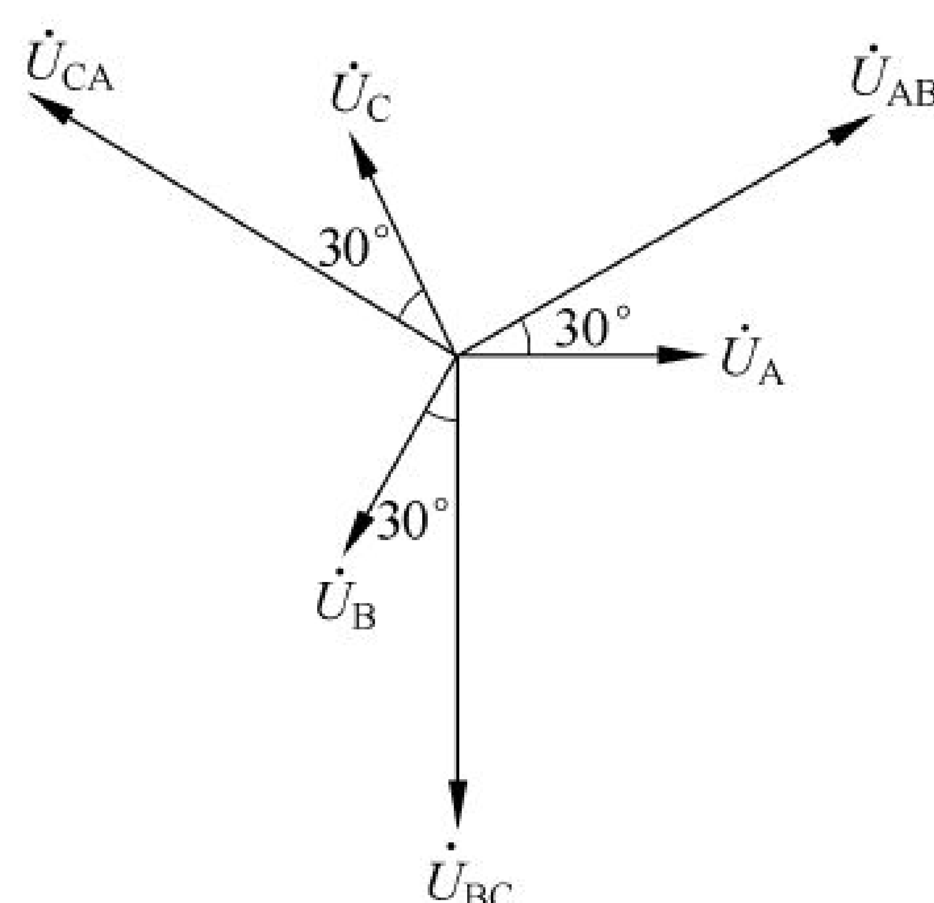


图2.34 三相发电机绕组星形联接时的相电压和线电压的相量图

将式(2.46)代入式(2.47)得

$$\dot{U}_{AB}=U\angle 0^\circ-U\angle-120^\circ=\sqrt{3}\,\dot{U}_A\angle 30^\circ$$

$$\dot{U}_{BC}=U\angle-120^\circ-U\angle 120^\circ=\sqrt{3}\,\dot{U}_B\angle 30^\circ$$

$$\dot{U}_{CA}=U\angle 120^\circ-U\angle 0^\circ=\sqrt{3}\,\dot{U}_C\angle 30^\circ$$

因为各相电压的有效值相等,即

$$U_A=U_B=U_C=U_P$$

所以各线电压的有效值也相等,即

$$U_{AB}=U_{BC}=U_{CA}=U_L$$

一般可写为

$$U_L=\sqrt{3}U_P\tag{2.48}$$

综上所述,在星形联接的对称三相电源中,线电压有效值是相电压有效值的$\sqrt{3}$倍,相位上,线电压超前相应的相电压30°。各线电压之间相位上互差120°,所以三个线电压也是对称的。由此可见,这个三相四线制供电系统,可以给负载提供两种电压,其一是三相对称的相电压,其二是三相对称的线电压。我国规定相电压220V、线电压为380V是三相四线制低压供电系统的标准电压值。前面所讲的单相交流电路中的电源其实就是三相电源中的一相。

2.8.2 负载星形联接的三相电路

使用交流电的负载按它对电源的要求可分为单相负载和三相负载。单相负载是指需要单相电源供电的设备,例如电灯、电炉、单相电动机等。三相负载是指需要三相电源供电的

设备,例如三相交流异步电动机、三相电炉等。

任何负载工作时,都要求负载本身的额定电压等于电源电压。由于三相四线制电源能够提供两种电压,所以三相负载与三相电源联接时,其方法有两种:星形联接和三角形联接(即Y和△联接)。

负载星形联接的三相四线制电源可以用图 2.35 所示的电路模型来表示。每相负载复阻抗分别为 Z_A、Z_B 和 Z_C,其中 A′、B′、C′分别接到三相电源的端线 A、B、C 上,其尾端 X′、Y′、Z′连在一起,即 N′接到三相电源中性线 N 上。显然,如果忽略导线的阻抗时,每相负载的相电压就等于电源相应的各相电压。

在对称三相电压作用下,三相电路中将流过电流,各相负载中的电流称为相电流,分别用 I_A、I_B、I_C 表示,相电流一般用 I_P 表示。每条端线中的电流称为线电流,一般用 I_L 表示,它的参考方向是从电源到负载。此外,流过中性线的电流称为中性线电流,用 I_N 表示,它的参考方向是从负载中性点 N′到电源中性点 N。所有电压和电流的参考方向如图 2.35 所示。

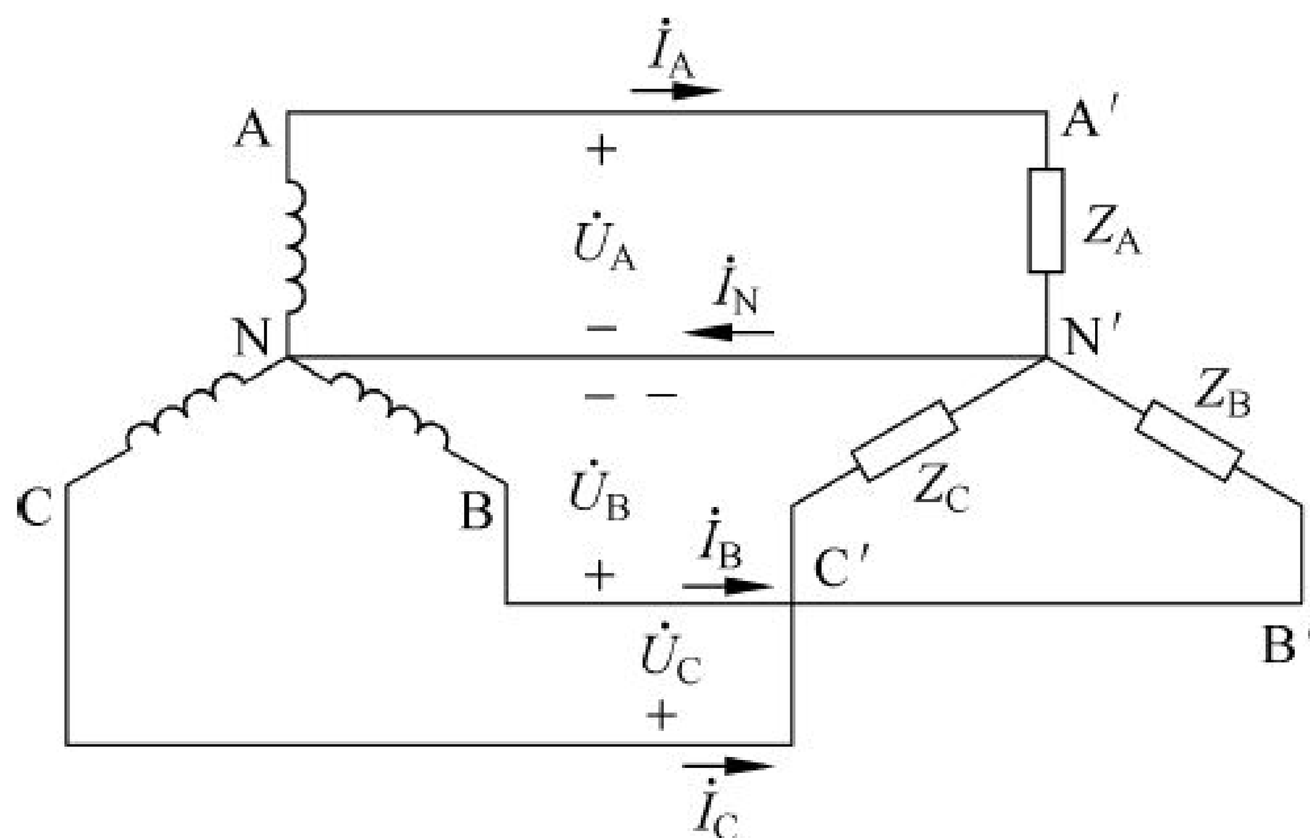


图 2.35　负载星形联接的三相四线制电路

在负载为星形联接的三相四线制的电路中,线电流等于相电流,即

$$I_L = I_P$$

在这里,每相负载中电流的计算方法与单相电路的计算方法相同。设每相负载的复阻抗为

$$Z_A = R_A + jX_A = |Z_A|\angle\varphi_A$$
$$Z_B = R_B + jX_B = |Z_B|\angle\varphi_B$$
$$Z_C = R_C + jX_C = |Z_C|\angle\varphi_C$$

如果负载是对称的,即

$$R_A = R_B = R_C = R$$
$$X_A = X_B = X_C = X$$

则阻抗为

$$|Z| = |Z_A| = |Z_B| = |Z_C|$$

$$\varphi = \varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \arctan\frac{X}{R} \tag{2.49}$$

在对称三相电源作用下,三相负载电流

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_A&=\frac{\dot{U}_A}{Z_A}=\frac{U\angle 0^\circ}{|Z|\angle\varphi}=I_P\angle-\varphi\\ \dot{I}_B&=\frac{\dot{U}_B}{Z_B}=\frac{U_P\angle-120^\circ}{|Z|\angle\varphi}=I_P\angle(-120^\circ-\varphi)\\ \dot{I}_C&=\frac{\dot{U}_C}{Z_C}=\frac{U_P\angle+120^\circ}{|Z|\angle\varphi}=I_P\angle(120^\circ-\varphi)\end{aligned}\right\}\tag{2.50}$$

也是对称的,其相量图如图2.36所示。因此,计算三相对称负载电路时,只要计算出一相电压和电流,就可以根据对称关系,直接得到其他两相电压和电流。由于三相电流对称,因此中性线电流

$$\dot{I}_N=\dot{I}_A+\dot{I}_B+\dot{I}_C=0\tag{2.51}$$

这表明三相负载对称时中性线里没有电流通过,中性线可以省去,图2.35所示的三相四线制的供电系统就会变成图2.37所示的三相三线制供电系统。

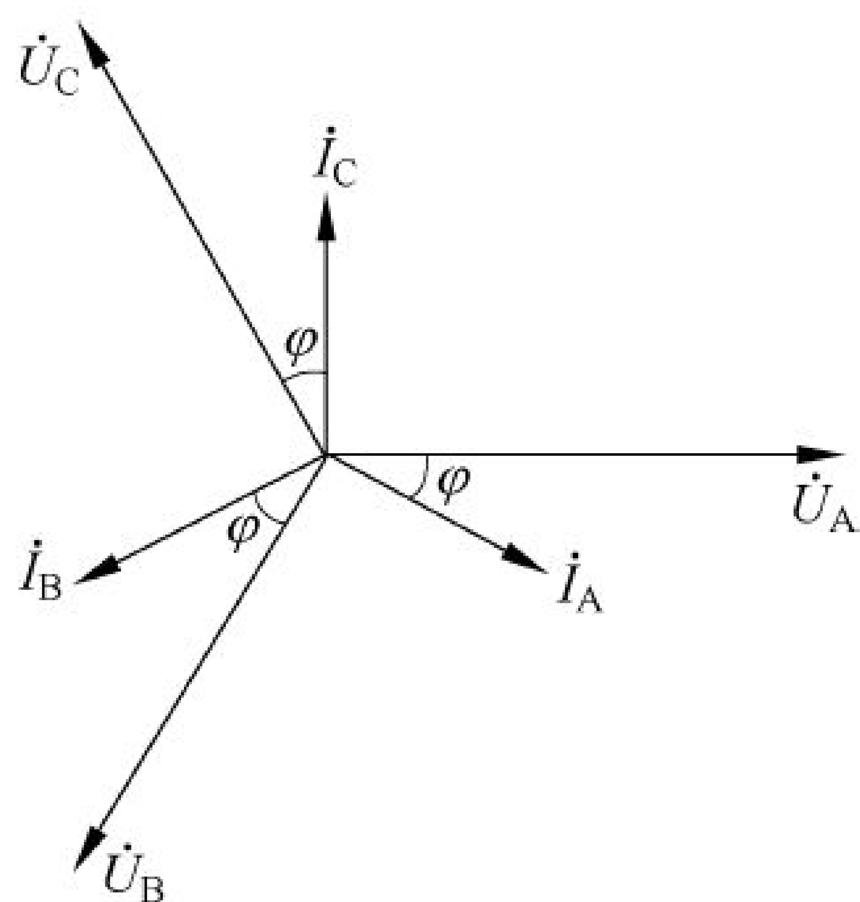


图2.36 对称负载星形联接时各相电压和电流的相量

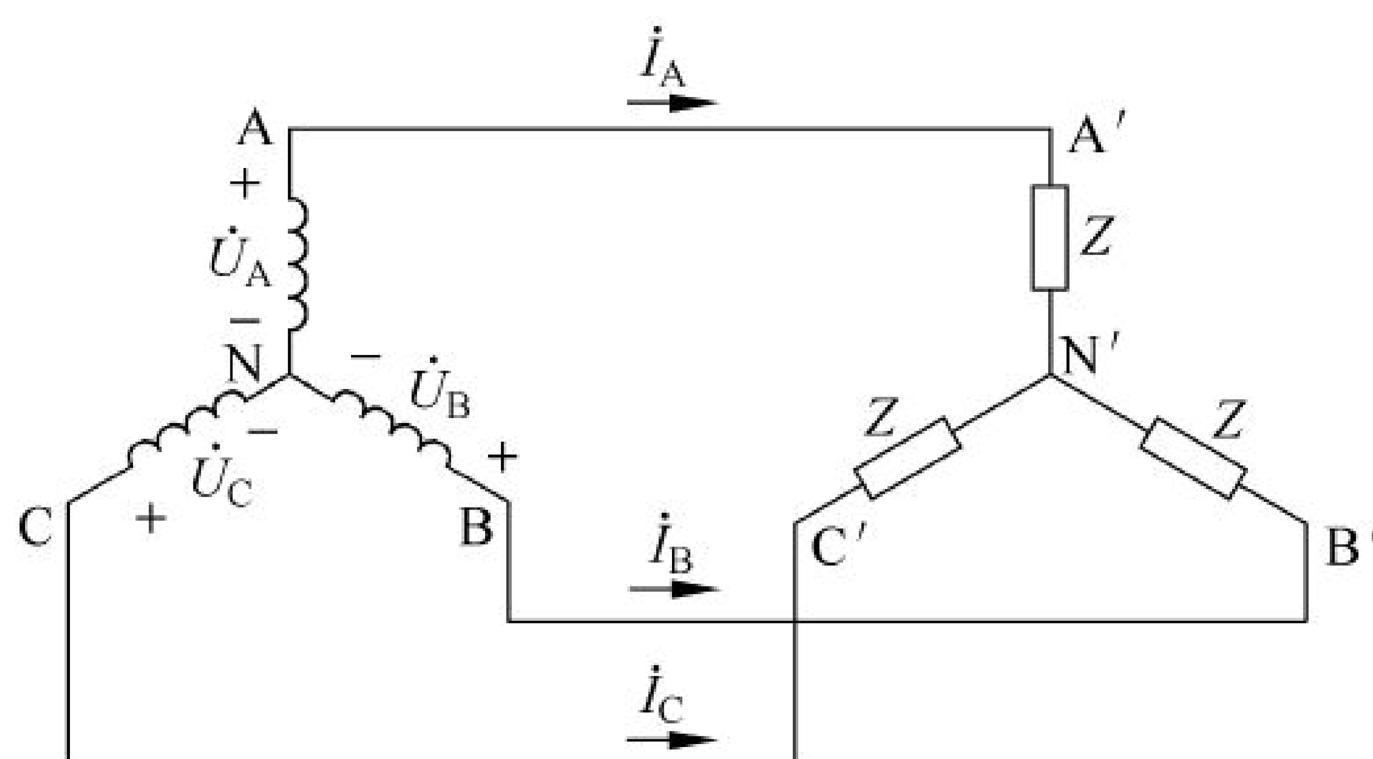


图2.37 对称负载星形联接时的三相三线制电路

【例2.10】 有一对称三相负载星形联接的电路,三相电源电压对称,设 $u_{AB}=380\sqrt{2}\sin(314t+30^\circ)$V,每相负载中 $R=6\Omega$,$L=25.5$mH,试求各相电流。

解:因为电源电压及负载对称,只需计算一相即可,以A相为例,有

$$U_A=\frac{U_{AB}}{\sqrt{3}}=\frac{380}{\sqrt{3}}\text{V}=220\text{V}$$

U_A 比 U_{AB} 滞后30°,所以

$$u_A=220\sqrt{2}\sin 314t\text{V}$$

$$\dot{U}_A=220\angle 0^\circ\text{V}$$

$$Z=R+\text{j}X_L=(6+\text{j}314\times 25.5\times 10^{-3})\Omega$$
$$=10\angle 53.1^\circ\Omega$$

A相电流为

$$\dot{I}_A=\frac{\dot{U}_A}{Z_A}=\frac{220\angle 0^\circ}{10\angle 53.1^\circ}\text{A}=22\angle-53.1^\circ\text{A}$$

所以

$$i_A = 22\sqrt{2}\sin(314t - 53.1°)\text{A}$$

根据对称关系有

$$i_B = 22\sqrt{2}\sin(314t - 173.1°)\text{A}$$

$$i_C = 22\sqrt{2}\sin(314t + 66.9°)\text{A}$$

2.8.3　负载三角形联接的三相电路

负载的三角形联接如图 2.38 所示。三角形联接中各相负载直接接在电源的两端线之间，所以负载的相电压与相应的电源线电压相等。不管负载对称与否，其相电压总是对称的。

从图 2.38 中可以看到，负载三角形联接时，每相负载中的相电流与端线中的线电流是不相等的。每相负载中的相电流的计算方法与单相交流电路的计算方法相同。

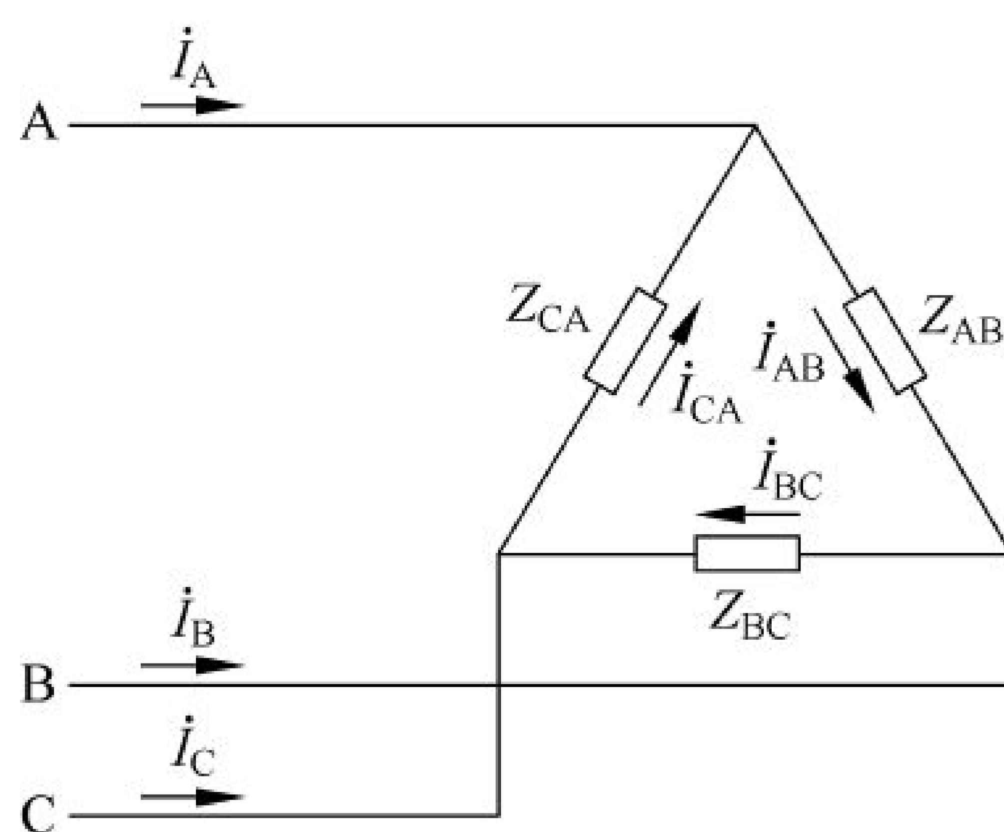


图 2.38　负载三角形联接的三相电路

在对称三相负载情况下

$$\left.\begin{aligned} |Z| = |Z_{AB}| = |Z_{BC}| = |Z_{CA}| = \sqrt{R^2 + X^2} \\ \varphi = \varphi_{AB} = \varphi_{BC} = \varphi_{CA} = \arctan\frac{X}{R} \end{aligned}\right\} \tag{2.52}$$

根据欧姆定律，各相负载中的相电流为

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{AB} &= \frac{\dot{U}_{AB}}{Z_{AB}} = \frac{U_L\angle 0°}{|Z|\angle\varphi} = I_P\angle -\varphi \\ \dot{I}_{BC} &= \frac{\dot{U}_{BC}}{Z_{BC}} = \frac{U_L\angle -120°}{|Z|\angle\varphi} = I_P\angle(-120° - \varphi) \\ \dot{I}_{CA} &= \frac{\dot{U}_{CA}}{Z_{CA}} = \frac{U_L\angle 120°}{|Z|\angle\varphi} = I_P\angle(120° - \varphi) \end{aligned}\right\} \tag{2.53}$$

根据基尔霍夫电流定律，端线中的线电流为

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_A &= \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA} \\ \dot{I}_B &= \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB} \\ \dot{I}_C &= \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC} \end{aligned}\right\} \tag{2.54}$$

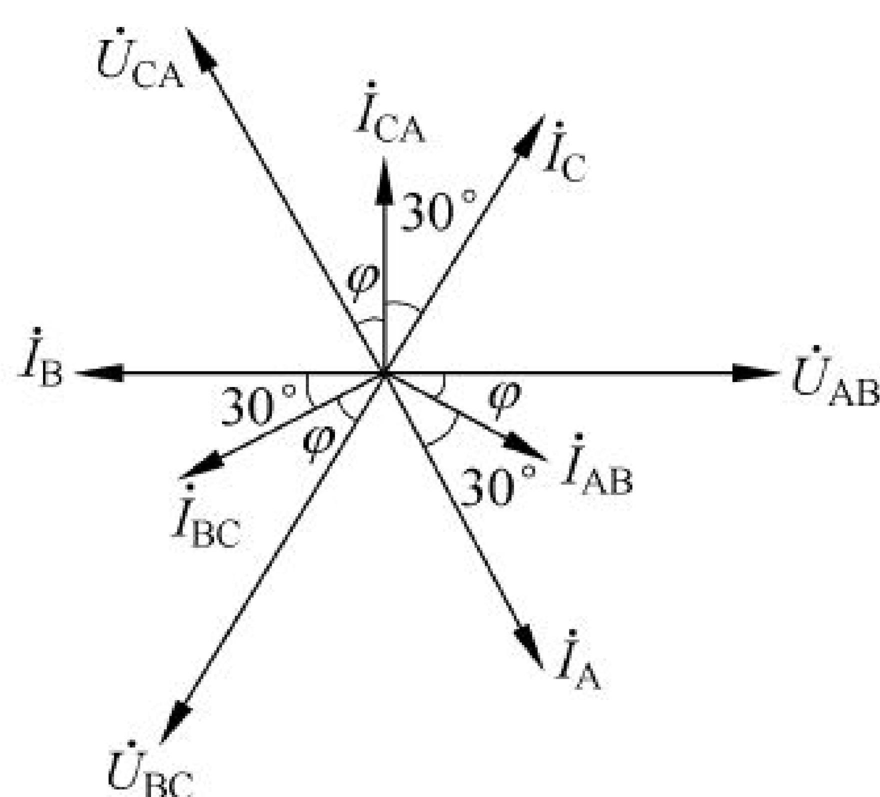


图 2.39　对称负载三角形联接的电压和电流的相量图

由于电源线电压是对称的，因此负载的相电压也是对称的。负载对称使各相电流大小相等、与各相电压的相位差 φ 相同，因此各相电流之间的相位互差 120°。也就是说，对称负载三角形联接时，三个相电流也是对称的。根据式(2.54)作出线电流与相电流的相量图如图 2.39 所示，可见线电流也是对称的。在 $\dot{I}_{AB}$、$-\dot{I}_{CA}$ 和 $\dot{I}_A$ 组成的等腰三角形中，线电流与相电流的数值关系为

$$\frac{1}{2}I_A = I_{AB}\cos 30° = \frac{\sqrt{3}}{2}I_{AB}$$

$$I_A = \sqrt{3}I_{AB}$$

一般地,有

$$I_L = \sqrt{3}I_P \tag{2.55}$$

由此可知,在对称负载三角形联接的电路中,线电流的有效值是相电流有效值的$\sqrt{3}$倍。在相位上,线电流滞后于相应的相电流30°;而在不对称负载的三角形联接时,线电流与相电流不存在式(2.55)所表示的关系,线电流与相电流的相位差也不一定是30°。

【例2.11】 某对称三相负载,每相负载的电阻$R=8\Omega$,$X_L=6\Omega$,电源电压对称,$U_L=380V$,试求星形联接和三角形联接时的线电流。

解:因为是对称负载,只计算一相即可。

星形联接时,有

$$U_P = \frac{U_L}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}}V = 220V$$

$$I_L = I_P = \frac{U_P}{\sqrt{R^2+X^2}} = \frac{220}{\sqrt{8^2+6^2}}A = 22A$$

三角形联接时,有

$$U_P = U_L = 380V$$

$$I_P = \frac{U_P}{\sqrt{R^2+X^2}} = \frac{380}{\sqrt{8^2+6^2}}A = 38A$$

$$I_L = \sqrt{3}I_P = 38\sqrt{3}A$$

2.8.4 三相电路的功率

三相负载无论是星形联接还是三角形联接,三相电路的有功功率为各相有功功率之和,即

$$P = P_A + P_B + P_C$$

对于不对称三相负载,需要分别计算每相负载的电压、电流和功率因数,才能计算三相总的有功功率,即

$$P = U_A I_A \cos\varphi_A + U_B I_B \cos\varphi_B + U_C I_C \cos\varphi_C$$

在三相对称电路中,由于三个相电压、相电流以及它们之间的相位差都是相等的,即

$$U_A = U_B = U_C = U_P$$

$$I_A = I_B = I_C = I_P$$

$$\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi_P$$

故三相对称电路的有功功率为

$$P = 3U_P I_P \cos\varphi \tag{2.56}$$

同理,可推导出三相对称电路的无功功率为

$$Q = 3U_P I_P \sin\varphi \tag{2.57}$$

视在功率为

$$S = 3U_{\mathrm{P}}I_{\mathrm{P}} = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{2.58}$$

对称负载的三相电路功率通常用线电压和线电流表示，因为对星形联接有

$$U_{\mathrm{P}} = \frac{U_{\mathrm{L}}}{\sqrt{3}},\quad I_{\mathrm{P}} = I_{\mathrm{L}}$$

对三角形联接，有

$$U_{\mathrm{P}} = U_{\mathrm{L}},\quad I_{\mathrm{P}} = \frac{I_{\mathrm{L}}}{\sqrt{3}}$$

不论将哪种联接的上述关系代入式(2.56)、式(2.57)和式(2.58)，都可以得到

$$\left.\begin{aligned} P &= \sqrt{3}U_{\mathrm{L}}I_{\mathrm{L}}\cos\varphi \\ Q &= \sqrt{3}U_{\mathrm{L}}I_{\mathrm{L}}\sin\varphi \\ S &= \sqrt{3}U_{\mathrm{L}}I_{\mathrm{L}} \end{aligned}\right\} \tag{2.59}$$

【例 2.12】　三相交流电动机有三个绕组，每个绕组作为一相负载，它是一个三相对称负载。电动机额定运行时，每相绕组阻抗 $R=19.05\Omega$，$X_L=11\Omega$。每个绕组额定电压为 220V，欲使电动机接到线电压为 380V 或 220V 的电源上，均输出额定的机械功率，问电动机的三相绕组应如何联接？并求两种接法下的额定相电流、线电流及由电源输入的功率各是多少。

解：(1) 若电动机接于线电压为 380V 的电源上，则三相绕组应作星形联接，各相绕组承受的电压为 220V，线电流等于相电流。每相阻抗和功率因数分别为

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{19.05^2 + 11^2}\,\Omega = 22\Omega$$

$$\cos\varphi = \frac{R}{|Z|} = \frac{19.05}{22} = 0.866$$

$$I_{\mathrm{L}} = I_{\mathrm{P}} = \frac{U_{\mathrm{P}}}{|Z|} = \frac{220}{22}\mathrm{A} = 10\mathrm{A}$$

输入功率为

$$P = \sqrt{3}U_{\mathrm{L}}I_{\mathrm{L}}\cos\varphi = \sqrt{3} \times 380 \times 10 \times 0.866\mathrm{W} = 5.7\mathrm{kW}$$

(2) 若电动机接于线电压为 220V 的电源上，则三相绕相应作三角形联接，此时每相绕组的电压仍为 220V，相电流为

$$I_{\mathrm{P}} = \frac{U_{\mathrm{P}}}{|Z|} = \frac{220}{22}\mathrm{A} = 10\mathrm{A}$$

线电流为

$$I_{\mathrm{L}} = \sqrt{3}I_{\mathrm{P}} = \sqrt{3} \times 10\mathrm{A} = 17.32\mathrm{A}$$

输入功率为

$$P = \sqrt{3}U_{\mathrm{L}}I_{\mathrm{L}}\cos\varphi = \sqrt{3} \times 220 \times 17.32 \times 0.866\mathrm{W} = 5.7\mathrm{kW}$$

由上可见，在两种接法下电动机的输入功率相同，因此都能输出额定的机械功率。

重点与难点答疑

问题 1：在例 2.9 中，电源电压 $U=100\mathrm{V}$，R 两端电压 $U_2=100\sqrt{2}\,\mathrm{V}$，正弦交流电路中为什么会出现这种总的电源电压小于电路中的局部电压的现象？

答：在直流电路中，确实是总的电压要大于电路各元件上的局部电压。但在交流电路中，由于出现了相位及相位差的概念，一般情况下，电压或电流的大小(即有效值)之间是不能进行代数相加减的，而只能进行相量相加减。例如我们熟知的基尔霍夫定律，就由直流电路的 $\sum U=0$、$\sum I=0$，演变成 $\sum u=0$、$\sum i=0$ 或 $\sum \dot{U}=0$、$\sum \dot{I}=0$。因此也就出现了用直流的概念所无法解释的现象。我们可以通过练习掌握哪些应当大写，哪些应当小写，哪些为相量，哪些表达式成立，哪些表达式不成立，来深入理解交流电路的一些新概念、新特点。

那么相位差是怎么出现的呢？其原因有二：一是电源端(因为发电机定子绕组的放置位置不同，使电源电压本身具有了相位)；二是负载端含有电感或电容(它们的作用决定其两端的电压、电流有了相位差)。在具体电路中，相位差的出现，可能是电源或负载单独作用的结果，也可能是电源和负载共同作用的结果。

问题2：分析计算正弦交流电路有什么规律可循？

答：通常分析计算正弦交流电路有如下三种方法：

(1) 公式计算法(也叫解析法)

这种方法是利用单一理想元件 R、L、C 还有 RLC 串联电路，两端的电压、电流的大小关系表达式、相量关系表达式、功率关系表达式，还有阻抗串联、并联的关系式来进行计算(见例2.8)。

(2) 相量作图法

使用相量作图法要记住三个字：选、画、算。

选：选一个参考正弦量画在水平位置上，以此为基准画图(通常串联选电流，并联选电压)。

画：画有两个依据：一是依据单一理想元件 R、L、C 或 RLC 串联电路的电压、电流相位关系；二是依据相量的基尔霍夫定律。

算：根据画出的几何图形进行分析计算。

在具体电路中可以先画后算，也可以边画边算(见例2.9)。

(3) 利用交流电路的一些基本概念

公式计算法和相量作图法是我们分析计算交流电路的左膀右臂，它可以解决交流电路中的绝大多数习题。当使用上述两种方法还不能奏效，就要考虑配合交流电路的一些基本概念。常用的基本概念有电阻、电感、电容元件的特性；三个三角形；复阻抗的含义，谐振的特点等。现举一例加以说明。

【例2.13】 图2.40所示正弦交流电路中线圈的功率因数 $\cos\varphi_1=0.5$，通过改变电容 C 使电路发生谐振，这时总电流表A的读数最小为2A，电压表V的读数为40V，功率表W的读数为80W。求：A_1 表的读数及线圈的电阻 R 及感抗 X_L；A_2 表的读数及容抗 X_C。

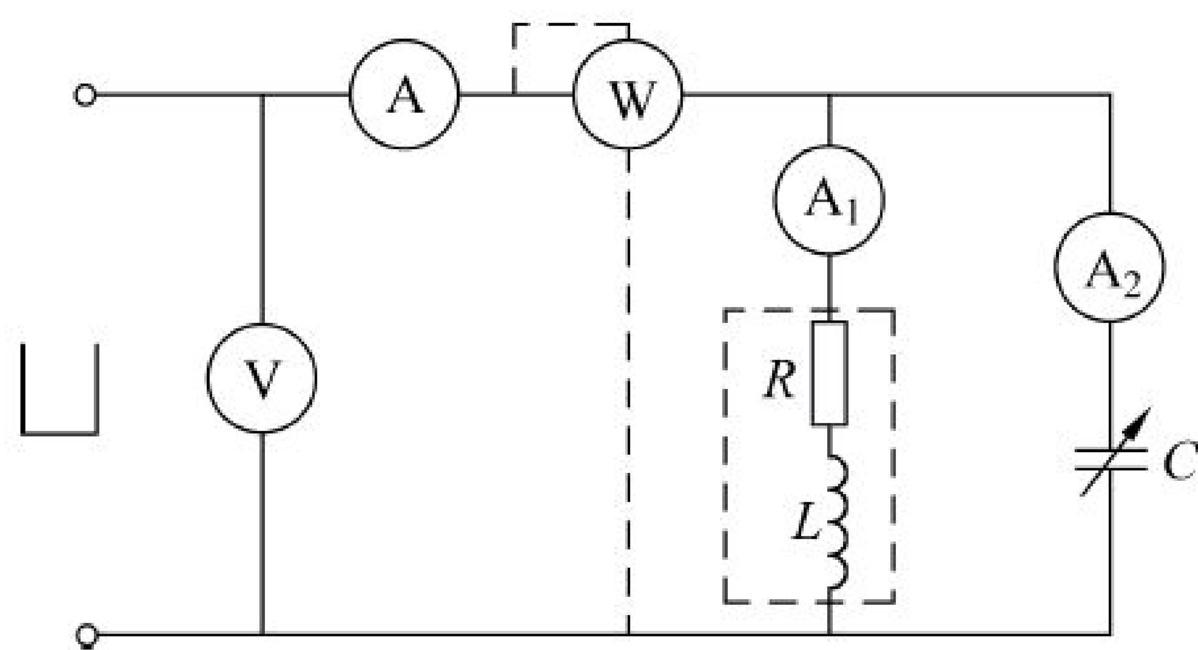


图2.40　例2.13题图1

解：本例题既用了相量作图法，又利用公式计算法，还使用了交流电路的一些概念特点，因此，先画相量图，再计算如下：

(1) 选并联端口电压 U 为参考正弦量，先依据电容的电流超前电压90°，画出 I_2 的方向，再依

据电感支路的 $\cos\varphi_1=0.5$ 画出 I_1 的方向(落后电压$\dot{U}$60°),最后依据谐振特点,总电流$\dot{I}$与$\dot{U}$同相得电流三角形。因此 A_1 表读数 I_1 为 4A,A_2 表读数 I_2 为 $2\sqrt{3}$A。

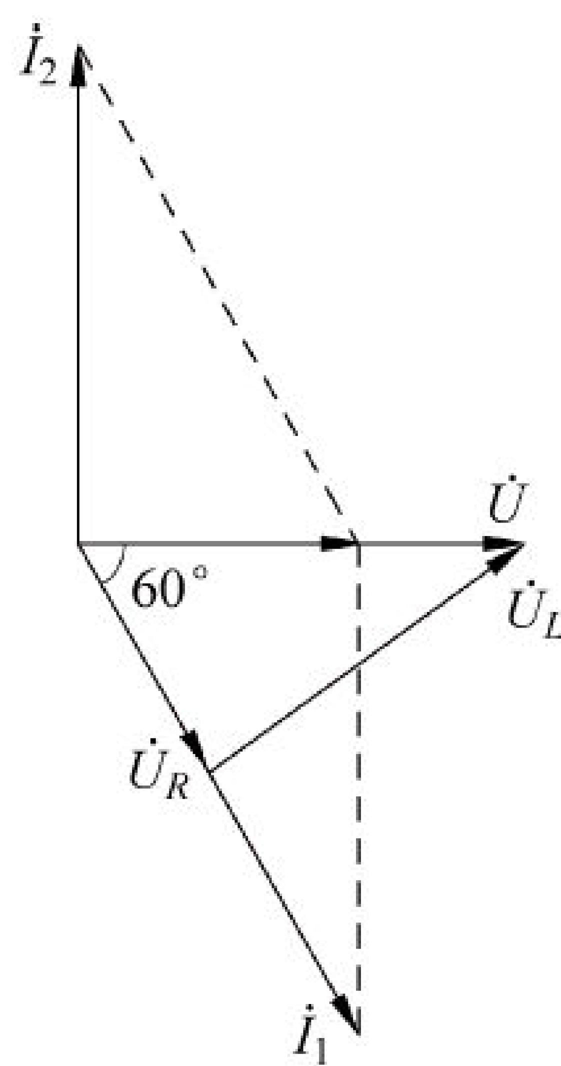


图 2.41　例 2.13 题图 2

(2) 画出左支路的 RL 串联的电压三角形也相当于与之相似的阻抗三角形,所以 $|Z_1|^2=R^2+X_L^2$。

利用电阻耗能:$P=P_R=I_1^2R$,即 $80=4^2\times R$,$R=5\Omega$,而

$$|Z_1|=\frac{U}{I_1}=\frac{40}{4}=10\text{W}$$

故

$$X_L=\sqrt{|Z_1|^2-R^2}=5\sqrt{3}\,\Omega$$

$$X_C=\frac{U}{I_2}=\frac{40}{2\sqrt{3}}=\frac{20}{3}\sqrt{3}\,\Omega$$

练　习　题

2-1　已知 $i=10\sin\left(314t-\frac{\pi}{6}\right)$A,试求其角频率、频率、周期、幅值、有效值、初相位,并画出波形。

2-2　已知某电路 $u=220\sqrt{2}\sin314t$V,电流与电压同频率,有效值为 10A,相位上电流滞后电压 30°,试写出电流的三角函数表达式,并画出 u 与 i 的波形。

2-3　已知 $i_1=20\sin314t$A,$i_2=30\sin(628t-75°)$A,两者之间的相位差等于 75°吗?为什么?

2-4　已知 $A=8+\text{j}6$,$B=4-\text{j}3$,试分别求出 $A+B$、$A-B$、AB、A/B。

2-5　写出下列正弦量的相量:

$$u=220\sqrt{2}\sin(\omega t+60°)\text{V}$$

$$i=10\sqrt{2}\sin(314t-30°)\text{A}$$

2-6　指出下列各式的错误:

$$i=10\sin(\omega t+60°)=10\text{e}^{\text{j}60°}(\text{A})$$

$$U=220\sin(\omega t+50°)\text{V}$$

$$I=100\angle 0°\text{A}$$

$$U=5\sqrt{2}\sin(\omega t-45°)\text{V}$$

2-7　判断下列表达式中哪些是正确的?哪些是错误的?

(1) $i=\frac{U}{R}$　　(2) $L=\frac{U}{i}$　　(3) $\dot{I}=\frac{\dot{U}}{\text{j}X_L}$

(4) $i=\frac{u}{X_L}$　　(5) $\frac{U}{I}=\text{j}X_C$　　(6) $\dot{I}=\frac{\dot{U}}{\text{j}X_C}$

(7) $U_C=\frac{1}{C}\int i\text{d}t$　　(8) $U_L=L\frac{\text{d}i}{\text{d}t}$　　(9) $\dot{U}=\frac{\dot{I}}{\text{j}\omega C}$

2-8　下面给出了 RLC 串联交流电路的一些关系式,试指出哪些是正确的?哪些是错误的?为什么?

(1) 各电压关系

$$u = u_R + u_L + u_C,\quad U = U_R + U_L + U_C$$

$$\dot{U}_R = \dot{U} - \dot{U}_L - \dot{U}_C,\quad U_R = \sqrt{U^2 - (U_L - U_C)^2}$$

(2) 电压与电流的关系

$$i = \frac{u}{z},\quad I = \frac{U}{Z},\quad \dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z}$$

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}},\quad \varphi = \arctan\frac{X_L - X_C}{R}$$

$$I = \frac{U}{R + X_L - X_C}$$

2-9　将电感 $L=25.5\text{mH}$,电阻 $R=6\Omega$ 的线圈接到 $f=50\text{Hz}$,$U=220\text{V}$ 的电源上,试求:

(1) 线圈的 X_L 和 Z;

(2) $\dot{U}_R$、$\dot{U}_L$ 和 $\dot{I}$;

(3) 画相量图。

2-10　在图2.42中,输入信号 u_1 的频率 $f=500\text{Hz}$,$R=100\Omega$,要求输出信号 u_2 比输入信号 u_1 越前60°,求电容 C。

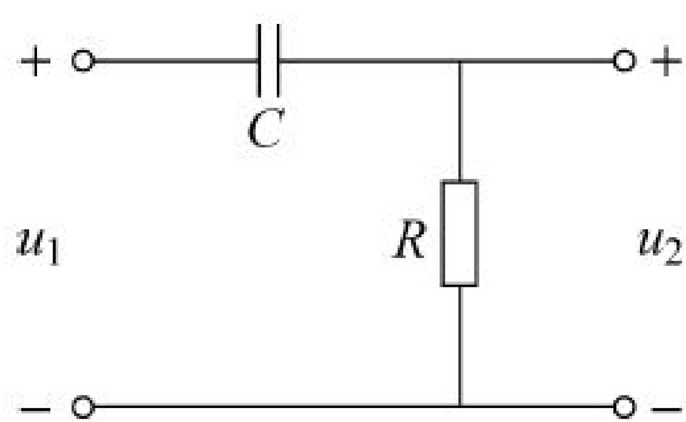


图2.42　题2-10图

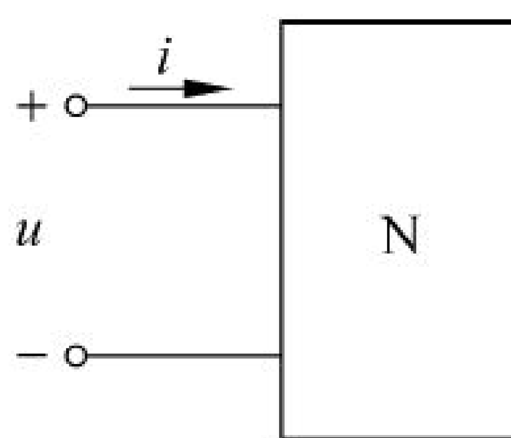


图2.43　题2-11图

2-11　无源二端网络如图2.43所示,其输入电压和电流为

$$u = 314\sin(314t + 20^\circ)\text{V}$$

$$i = 5.6\sin(314t - 17^\circ)\text{A}$$

试求此二端网络的串联等效电路。

2-12　在图2.44所示各电路中,求未标出测量值的电流表或电压表的读数。

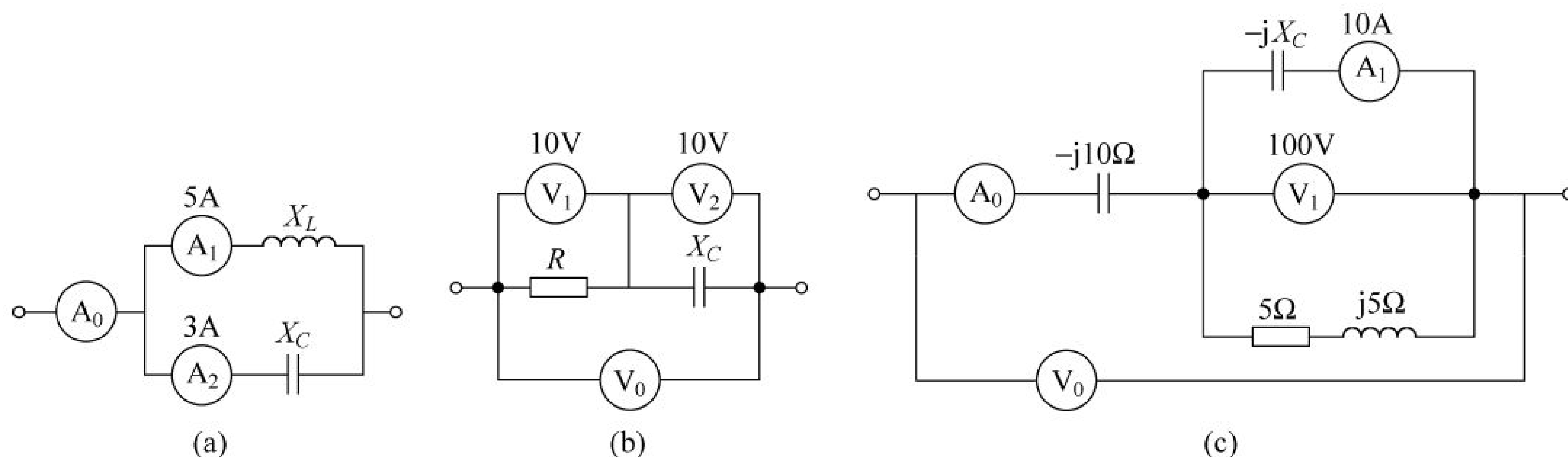


图2.44　题2-12图

2-13　在图 2.45 所示电路中，已知$\dot{U}=12\angle 0°\text{V}$，$Z=(\sqrt{3}+\text{j})\Omega$，$Z_1=(3+\text{j}4)\Omega$，$Z_2=(4-\text{j}4)\Omega$，求各支路电流及各阻抗电压。

2-14　图 2.46 所示电路中，已知 $u=220\sqrt{2}\sin 314t\text{V}$，$R_1=3\Omega$，$R_2=8\Omega$，$L=12.7\text{mH}$，$C=531\mu\text{F}$。求：

(1) i_1、i_2 和 i；

(2) 电路的功率因数、有功功率、无功功率和视在功率；

(3) 画相量图。

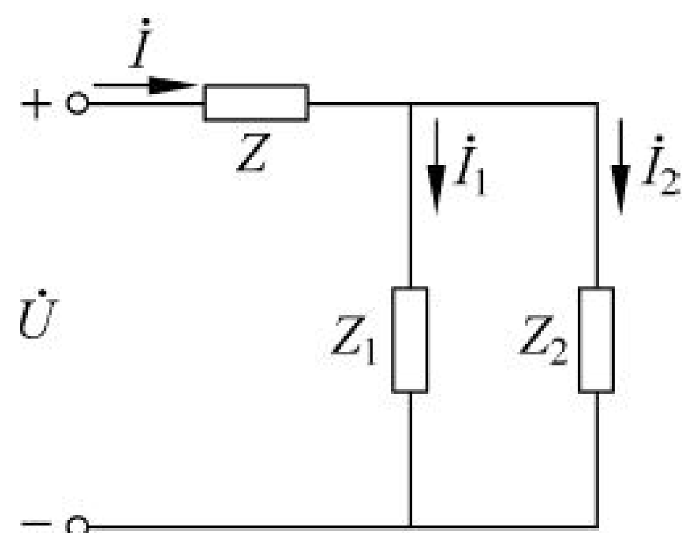


图 2.45　题 2-13 图

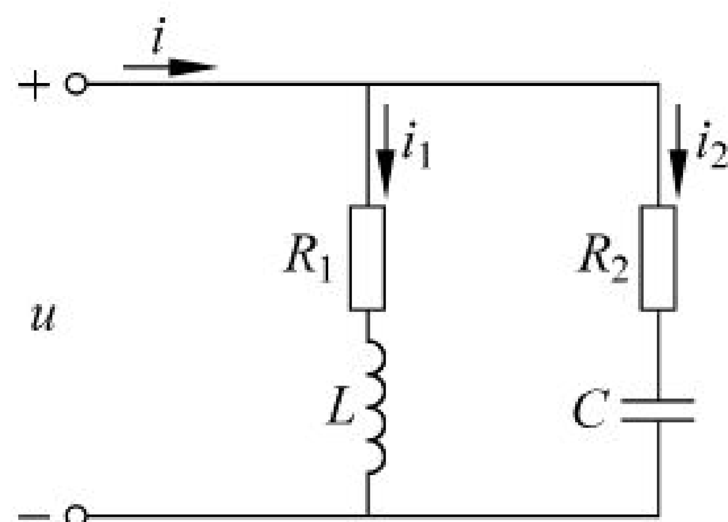


图 2.46　题 2-14 图

2-15　图 2.47 所示的实验电路是测量线圈参数 R 和 L 的一种方法，由实验得知 $U=220\text{V}$，$I=4\text{A}$，$P=160\text{W}$，电源频率 $f=50\text{Hz}$，试计算线圈的参数 R 和 L。

2-16　在图 2.48 所示电路中，已知$\dot{U}=120\angle 0°\text{V}$，$R_1=R_2=30\Omega$，$X_L=X_C=30\sqrt{3}\,\Omega$，求 $\dot{I}_1$，$\dot{I}_2$，$\dot{I}$ 及$\dot{U}_{\text{ab}}$。

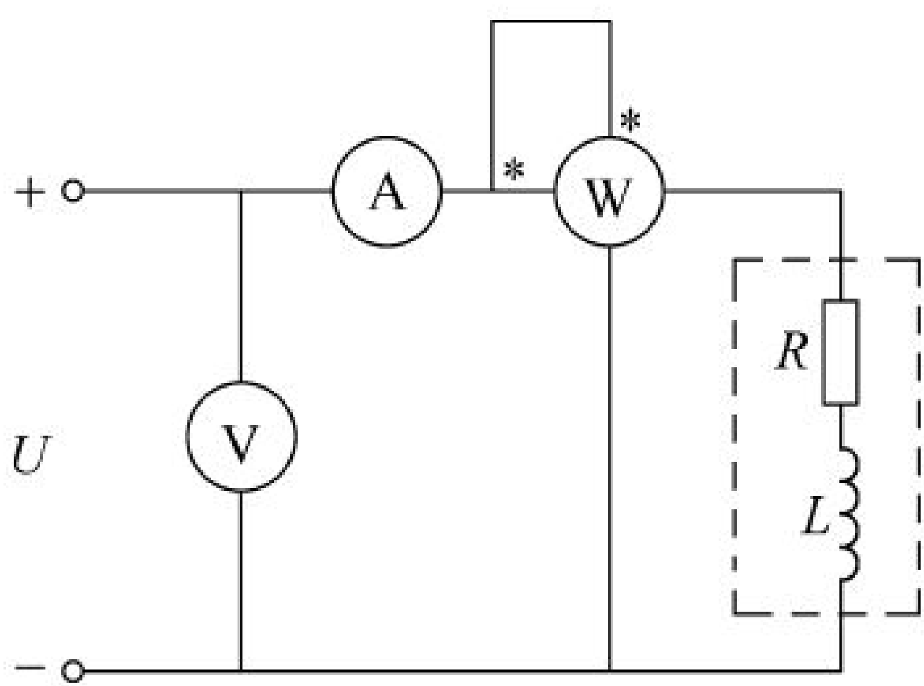


图 2.47　题 2-15 图

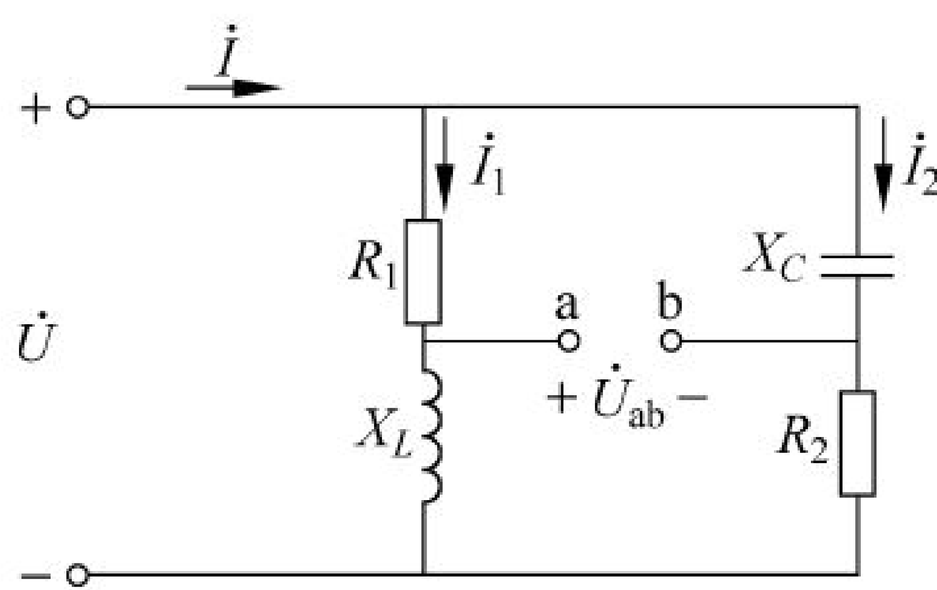


图 2.48　题 2-16 图

2-17　对称三相负载 $Z=(17.32+\text{j}10)\Omega$，额定电压 $U_{\text{N}}=220\text{V}$，三相四线制电源，线电压 $u_{\text{AB}}=380\sqrt{2}\sin(\omega t+30°)\text{V}$。

(1) 该三相负载应如何接入三相电源？

(2) 计算线电流；

(3) 画相量图。

2-18　有日光灯 120 只，每只功率 $P_{\text{N}}=40\text{W}$，额定电压 $U_{\text{N}}=220\text{V}$，$\cos\varphi_{\text{N}}=0.5$。电源是三相四线制，电压 380/220V。问日光灯应如何联接？当日光灯全部点亮时，相电流、线电流分别为多少？

2-19　三相对称负载的额定电压 $U_{\text{N}}=380\text{V}$，每相负载的复数阻抗 $Z=(26.87+\text{j}26.87)\Omega$，三相四线制电源，相电压 $u_{\text{A}}=220\sqrt{2}\sin(\omega t-30°)\text{V}$。

(1) 三相负载应如何联接？

(2) 计算负载的相电流和线电流;

(3) 画相量图。

2-20　三相交流电动机的三相绕组为三角形联接,其线电压 $U_L=380V$,线电流 $I_L=84.2A$,三相负载的总功率 $P=48.75kW$,试计算电动机每相绕组的等效复数阻抗 Z。

2-21　在图2.49中,电压表的读数是220V,每相负载阻抗 $Z=(8+j6)\Omega$。试求:

(1) 电流表的读数;

(2) 功率因数 $\cos\varphi$;

(3) 有功功率 P。

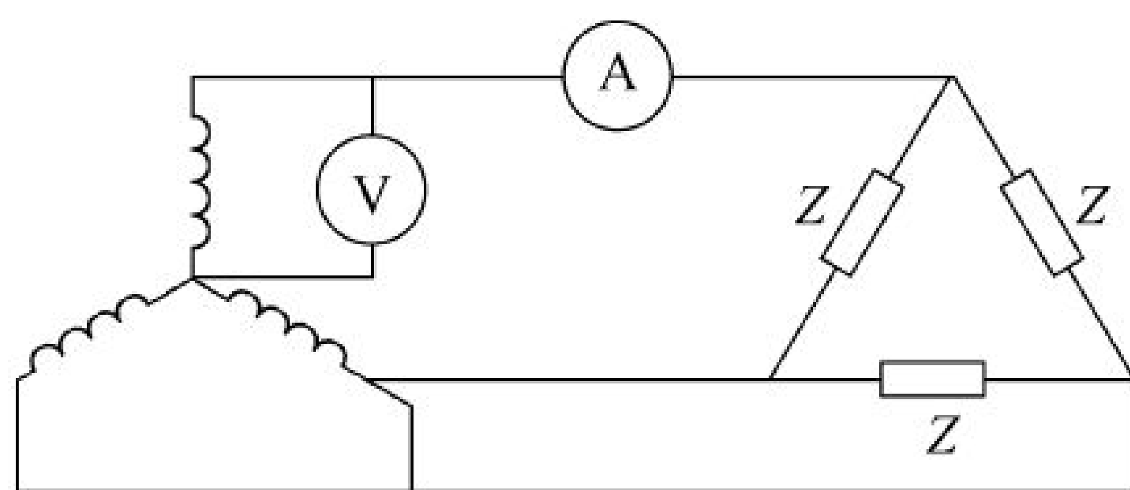


图2.49　题2-21图

自我测验题

(共100分,120分钟)

一、填空题(每空1分,共40分)

1. 正弦交流电的三要素是________、________和________。

2. 已知正弦交流电压 $u=220\sqrt{2}\sin(314t-60^\circ)V$,则它的最大值是________V,频率为________Hz,周期是________s,角频率是________rad/s,初相位是________(°)。

3. 在 RLC 串联交流电路中,如果电抗 $\omega L>1/(\omega C)$,则电路的阻抗角 φ________0,电流________于电压 φ 角。

4. 为了提高感性负载的功率因数,一般采取在其两端并联合适的________的方法。并联前后相比,电路的有功功率 P________,电路的无功功率 Q________,感性负载中的电流 I_{RL}________,线路电流 I________。

5. 正弦交流电路中,电阻元件的复阻抗是________,电感元件的复阻抗是________,电容元件的复阻抗是________;电阻、电感、电容串联电路的复阻抗是________。

6. 串联电路画相量图时,通常选择________作为参考相量;并联电路画相量图时,一般选择________作为参考相量。

7. 只有电阻和电感元件相串联的电路,电路性质呈________性;只有电阻和电容元件相串联的电路,电路性质呈________性。

8. 当 RLC 串联电路发生谐振时,电路中________最小,________最大,谐振频率 $f_0=$________。

9. 对称三相交流电是指三个________相等、________相同、________上互差120°的三个正弦交流电的组合。

10. 三相四线制供电系统中，负载可从电源获取两种不同的电压值。其中________是________的$\sqrt{3}$倍，且相位上超前与其相对应的________30°。

11. 由发电机绕组首端引出的输电线称为________，由电源绕组尾端中性点引出的输电线称为________，其作用是________。

12. 实际生产和生活中，工厂的一般动力电源电压标准为________；生活照明电源电压的标准一般为________；安全电压一般为________伏以下的电压。

13. 三相负载的额定电压等于电源线电压时，应作________形联接；额定电压约等于电源线电压的 0.577 倍时，三相负载应作________形联接。

二、判断题（每小题 1 分，共 20 分）

1. 正弦交流电流 i 的参考方向代表该电流在正半周的方向。（　　）
2. 正弦量可以用相量表示，因此可以说，相量都是正弦量。（　　）
3. 正弦交流电路的视在功率等于有功功率和无功功率之和。（　　）
4. 正弦交流电路的频率越高，阻抗就越大；反之，频率越低，阻抗越小。（　　）
5. 交流电压表是用来测量交流电压有效值的。（　　）
6. 当交流电的电源频率增加时，则电容的容抗增加。（　　）
7. 由于电容器是两金属极板隔着绝缘电介质，所以交流电不能通过。（　　）
8. 正弦交流电路的各端电压为 $U_1, U_2, \cdots, U_N$，则总电压 $U=U_1+U_2+\cdots+U_N$。（　　）
9. 在 RLC 串联交流电路中，各元件上的电压可能高于总的电源电压。（　　）
10. 电抗和电阻由于概念相同，所以它们的单位也相同。（　　）
11. 在正弦交流电路中，电压相量、电流相量、复阻抗都对应于一个正弦量。（　　）
12. 三相四线制供电系统，当负载对称时，可改为三相三线制供电而对负载无影响。（　　）
13. 三相负载作Y联接时，总有 $U_1=\sqrt{3}U_P$。（　　）
14. 为保证用电安全，在三相四线制供电系统中，应在中线上安装保险丝。（　　）
15. 三相负载作Y联接时，无论负载对称与否，线电流总等于相电流。（　　）
16. 不对称三相负载，为使其正常工作，应采用三相四线制供电方式供电。（　　）
17. 三相电源向电路提供的视在功率 $S=S_A+S_B+S_C$。（　　）
18. 三相不对称负载越接近对称，中线上通过的电流就越小。（　　）
19. 三相负载的 $|Z_A|=|Z_B|=|Z_C|$，则三相负载是对称负载。（　　）
20. 三相负载的总功率 $P=P_A+P_B+P_C$。（　　）

三、选择题（每小题 2 分，共 20 分）

1. 已知工频正弦电压有效值和初始值均为 380V，则该电压的瞬时值表达式为（　　）。

A. $u=380\sin 314t$ V　　B. $u=380\sin(314t+45°)$ V

C. $u=380\sin(314t+90°)$ V　　D. $u=380\sin(314t-90°)$ V

2. 已知 $i_1=10\sin(314t+90°)$ A，$i_2=10\sin(628t+30°)$ A 的两个正弦交流电，则（　　）。

A. i_1 落后 i_2 60°　　B. i_1 超前 i_2 60°

C. i_1 和 i_2 相位相同　　D. 相位差无法判断

3. 图1所示电路中,已知 $I_R=3\text{A}$,$I_L=10\text{A}$,$I_C=6\text{A}$,则 $I=$(　　)。

A. 5A　　B. 7A

C. 19A　　D. 13A

图 1

4. 某电路的端电压和流过的电流分别为 $u=220\sqrt{2}\sin(2000t+50°)$,$i=10\sqrt{2}\cos(2000t+50°)$,此电路为(　　)电路。

A. 纯电阻　　B. 纯电感　　C. 纯电容　　D. 其他

5. 在 RL 串联电路中,$U_R=16\text{V}$,$U_L=12\text{V}$,则总电压为(　　)。

A. 28V　　B. 20V　　C. 4V　　D. 2V

6. RLC 串联电路谐振频率是 f_0,当频率增加到 $2f_0$ 时,电路性质呈(　　)。

A. 电阻性　　B. 电感性　　C. 电容性　　D. 无法判断

7. 把相同的一个白炽灯泡,分别接入220V的直流电压和有效值为220V的正弦交流电压,则(　　)。

A. 根据接入时间不同,亮度不同　　B. 接入直流电压的亮

C. 接入交流电压的亮　　D. 同样亮

8. 三相对称负载的白炽灯泡作三角形联接,接到三相对称电源上,正常工作时,突然电源线有一根线断,其结果是(　　)。

A. 两相灯正常亮,一相灯灭　　B. 两相灯正常亮,一相灯较暗

C. 两相灯较暗,一相灯正常亮　　D. 三相全变暗

9. 纯电感正弦交流电路中,电压有效值不变,当频率增大时,电路中电流将(　　)。

A. 增大　　B. 减小　　C. 不变　　D. 无法判定

10. 实验室中的功率表是用来测量电路中的(　　)。

A. 有功功率　　B. 无功功率　　C. 视在功率　　D. 瞬时功率

四、计算分析题(共20分)

1. 图2所示电路中,已知电阻 $R=6\Omega$,感抗 $X_L=8\Omega$,电源端电压的有效值 $U_s=220\text{V}$,求电路中电流 I、P 及 Q。(3分)

2. 在图3所示电路中,已知 $I_1=I_2=5\text{A}$,$U=50\text{V}$,且总电压与总电流同相。

(1) 试计算 I、X_C、R、U_L、X_L;

(2) 画出所有电量的相量图。(共7分)

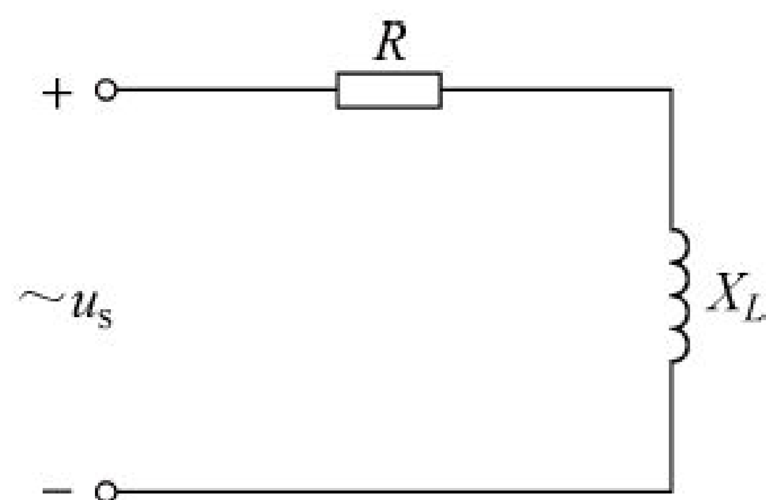


图 2

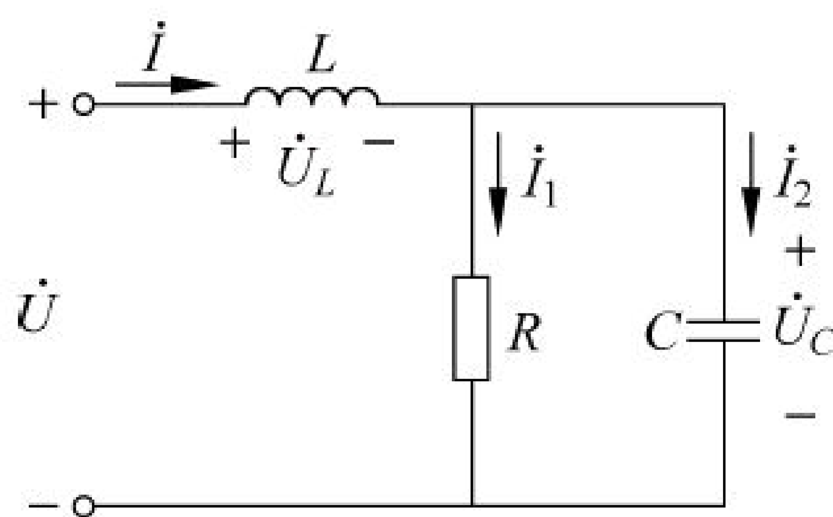


图 3

3. 三相对称负载,已知 $Z=6+8\text{j}\Omega$,接于 $\dot{U}_{AB}=380\angle0°\text{V}$ 的三相四线制电源上,试分别计算作星形联接和作三角形联接时的相电流、线电流、有功功率、无功功率和视在功率。(10分)

第 3 章

铁芯线圈与变压器

学习要求：通过本章的学习，要求学习者应达到如下目标：

（1）了解磁路的基本概念，掌握铁磁材料的磁性能、分类及用途。

（2）掌握交流铁芯线圈与直流铁芯线圈的基本工作状态与特点及它们各自的用途。

（3）理解变压器的结构与工作原理。

3.1 磁　　路

3.1.1 磁路的基本概念

1. 磁路

在变压器、电机和许多电器中，为了用较小的电流产生足够大的集中的磁场，常用具有高磁导率的铁磁材料（称为铁芯）做成一定的形状，使之形成一个磁通的路径，这种磁通通过的路径称为磁路，如图 3.1 所示。

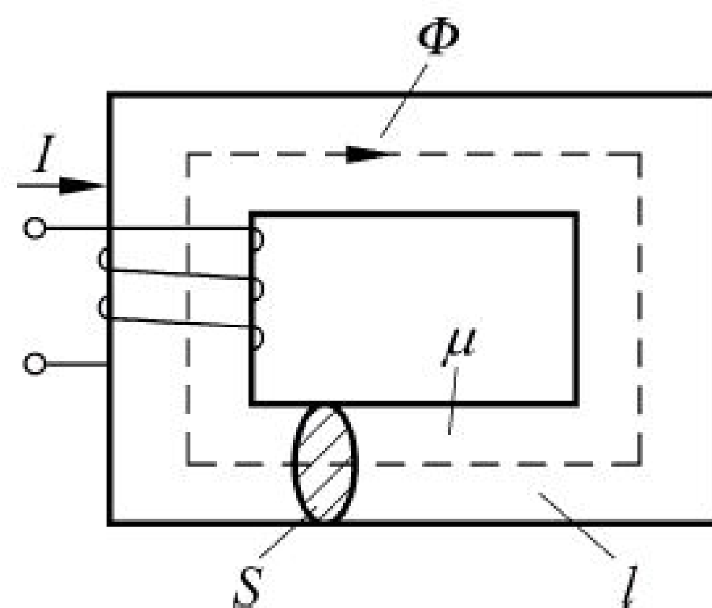


图 3.1　磁路

2. 磁场的基本物理量

（1）磁感应强度 B

磁感应强度是表示磁场中某点磁场强弱和方向的物理量，单位是特[斯拉]（T）。

如果磁场内各点的磁感应强度大小相等、方向相同，这样的磁场称为均匀磁场。在均匀磁场中，磁感应强度的大小可以用通过垂直于磁场方向单位面积的磁力线数表示。磁感应强度的方向与电流的方向符合右手螺旋定则。

（2）磁通 Φ

磁感应强度 B 与垂直于磁场方向的面积 S 的乘积，称为通过该面积的磁通，即

$$\Phi = BS$$

式中，B 的单位为特[斯拉]（T）；S 的单位为 m^2；Φ 的单位为韦[伯]（Wb）。

（3）磁场强度 H

磁场强度表示磁场中与铁磁材料无关的磁场大小和方向的物理量，它定义为磁场中某点的磁感应强度 B 与铁磁材料磁导率 μ 之比，即

$$H = \frac{B}{\mu}$$

式中,B 的单位为 T;μ 的单位为 H/m;H 的单位为 A/m。

(4) 磁导率 μ

磁导率是用来衡量物质导磁能力大小的物理量。

通过实验测出真空的磁导率

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}\,\text{H/m}$$

为了便于比较各种物质的导磁能力,通常将任意一种物质的磁导率 μ 和真空的磁导率 μ_0 的比值称为该物质的相对磁导率 μ_r,即

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$$

μ_r 无量纲。有些物质,如空气、木材、铜、铝等,导磁能力很差,$\mu \approx \mu_0$,其相对磁导率 $\mu_r \approx 1$,这些物质称为非磁性物质;另一些物质,如铁、硅钢、铸钢等,导磁能力很强,$\mu \gg \mu_0$,其相对磁导率 $\mu_r \gg 1$,这些物质称为磁性物质或铁磁材料。

3.1.2 铁磁材料的磁性能

1. 高导磁性

铁磁材料具有强烈的磁化(呈现磁性)特性。我们知道,电流产生磁场。在物质的分子中,由于电子环绕原子核运动和本身自转而形成分子电流,分子电流也要产生磁场。每个分子相当于一个基本小磁铁。同时在铁磁材料内部还分成许多小区域,每个区域内的分子间相互作用使其分子磁铁整齐排列,显示出磁性,这些小区域称为磁畴。在没有外磁场作用时,磁畴排列混乱,磁场互相抵消,对外不显示磁性,如图 3.2(a)所示。但在外磁场(例如在铁芯线圈中的电流所产生的磁场)作用下,磁畴就顺着外磁场方向转向,显示出磁性来。随着外磁场增强(线圈电流增大),磁畴逐渐转到与外磁场相同的方向上,如图 3.2(b)所示。这样便产生了一个很强的与外磁场同方向的磁化磁场,使铁磁材料内的磁感应强度大大增强,所以铁磁材料具有高导磁性。

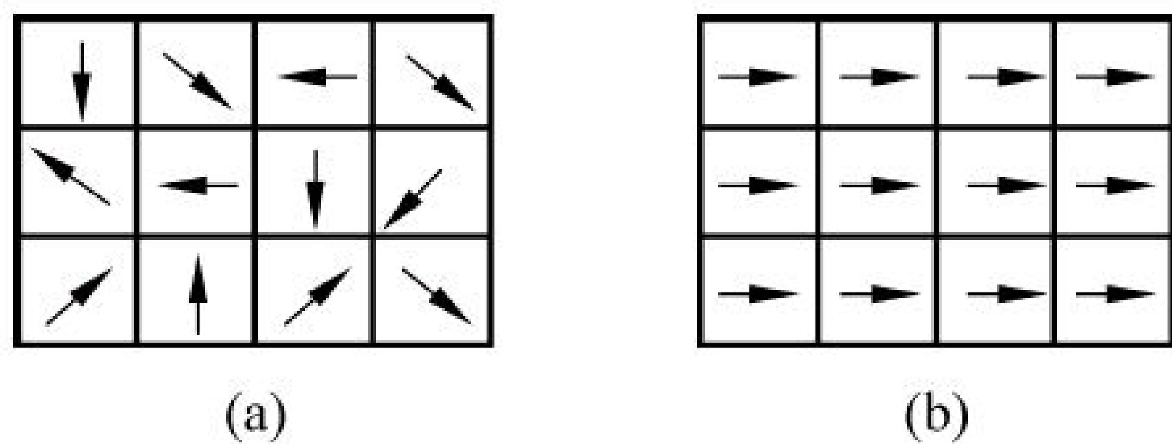


图 3.2 磁性材料的磁化
(a) 无外磁场作用;(b) 有外磁场作用

非铁磁材料没有磁畴结构,所以不具有磁化特性。

2. 磁饱和性

通过实验可以测出铁磁材料的磁感应强度 B 与磁场强度 H 变化的曲线 $B=f(H)$,称为磁化曲线,如图 3.3 中的曲线 B 所示。从图中可看出,曲线可以分为四段:Oa 段的曲线变化缓慢,这是由于磁畴有惯性,H 增加时 B 不能很快上升;ab 段上升曲线较陡,近似成直线,表明磁畴在不太大的外磁场作用下,就能转向外磁场方向,所以 B 随 H 增加很多;bc 段曲线变化缓慢,说明大部分磁畴都已转向外磁场方向,B 的增加缓慢;c 点以后的曲线变得

几乎平坦，表明磁畴已全部转向外磁场方向，即使外磁场 H 再增加，磁感应强度 B 增加得也很少，达到饱和状态。

由于磁场内含有铁磁材料，B 与 H 不成正比，所以铁磁材料的磁导率 μ 不是常数，它随着 H 的变化而变化，如图 3.3 中的 μ 曲线。图 3.3 中的 B_0 曲线是磁场内不存在铁磁材料的磁化曲线，B_0 与 H 成正比，所以非铁磁材料的磁导率 μ 是常数，有 $\mu \approx \mu_0$。

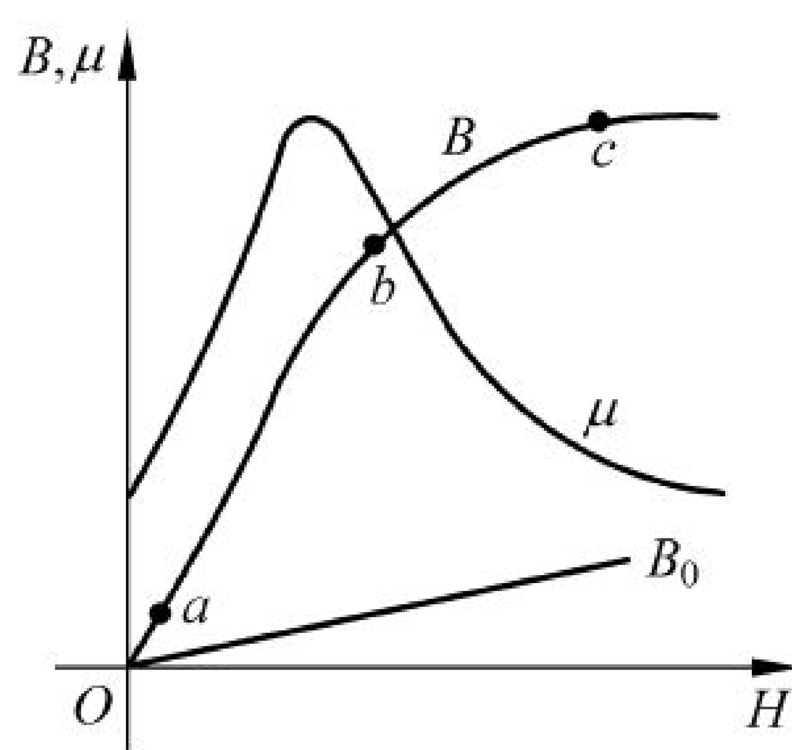


图 3.3 铁磁材料的磁化曲线

3. 磁滞性

铁磁材料在交变磁场 H 的作用下，将受到交变磁化，其磁化曲线如图 3.4 所示。由图可见，B 的变化滞后于 H 的变化，这就是铁磁材料的磁滞性。当 H 增加，使 B 沿着磁化曲线增加到 a 点后，H 减小，B 随之减小，当 $H=0$ 时，B 并不等于零，而是等于 B_r，还保留一定的磁性，B_r 称为剩磁。人造永久磁铁的磁性就是剩磁产生的。在生产中，有时剩磁是不需要的，为了消除剩磁，必须外加反向磁场 $H=H_c$，使 $B=0$，H_c 称为矫顽磁力。铁磁材料在反复交变磁化下，所得到的闭合磁化曲线称为磁滞回线。

铁磁材料按其磁滞回线形状不同，可以分为两种基本类型。

(1) 软磁材料

软磁材料具有较小的剩磁和矫顽磁力，磁滞回线较窄，磁导率很高，一般用来制造变压器、电机等电器的铁芯。属于软磁材料的有硅钢、铸钢、坡莫合金及铁氧体等。软磁材料的磁滞回线如图 3.5(a)所示。

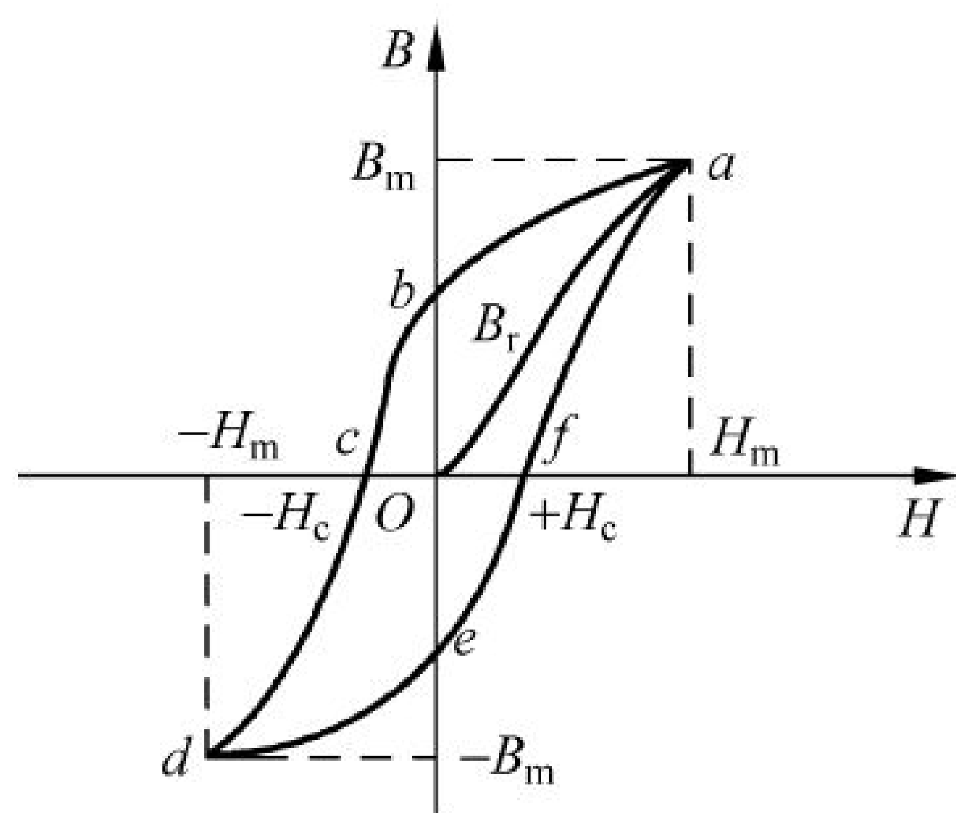


图 3.4 磁滞回线

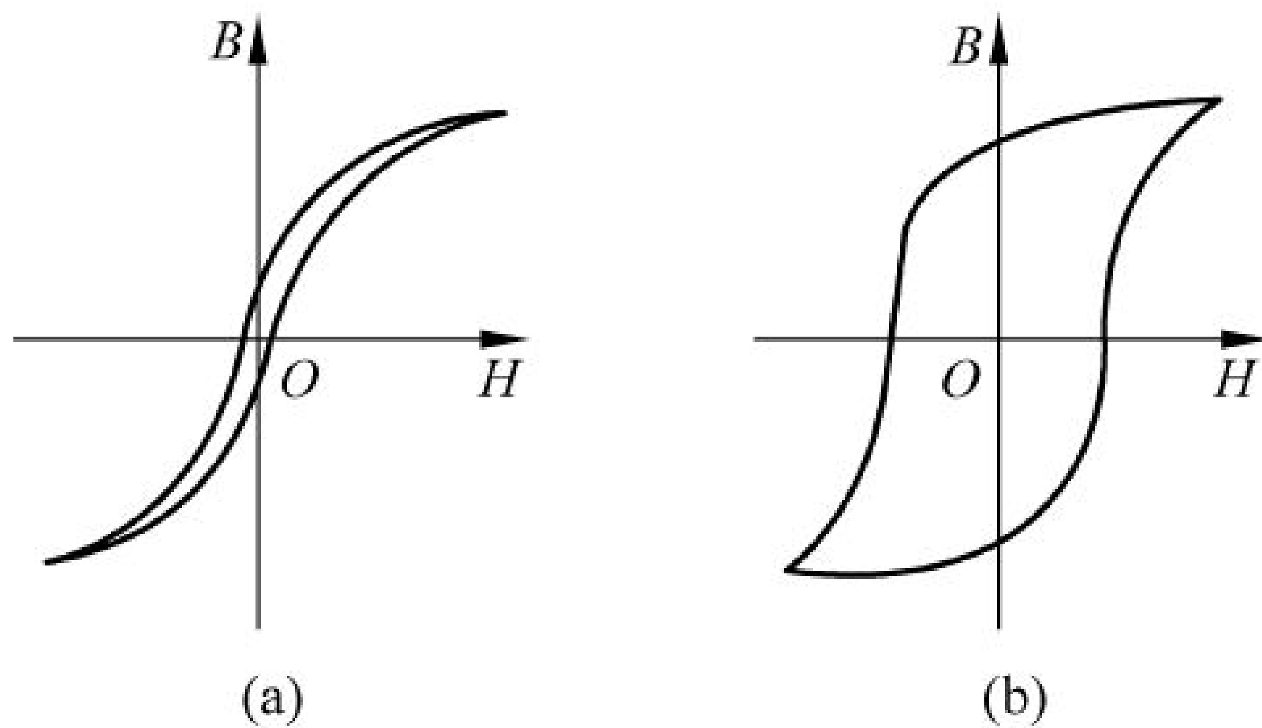


图 3.5 不同材料的磁滞回线
(a) 软磁材料；(b) 硬磁材料

(2) 硬磁材料

与软磁材料相反，硬磁材料具有较大的剩磁和矫顽磁力，磁滞回线较宽，一般用来制造永久磁铁。属于硬磁材料的有钢、钴钢及镍铝钴合金等。硬磁材料的磁滞回线如图 3.5(b)所示。

3.1.3 磁路的欧姆定律

为了便于分析磁路，可以把磁路问题模拟成电路来分析，对比电路欧姆定律，找出与它对应的磁路欧姆定律，使磁路的分析更加简便。

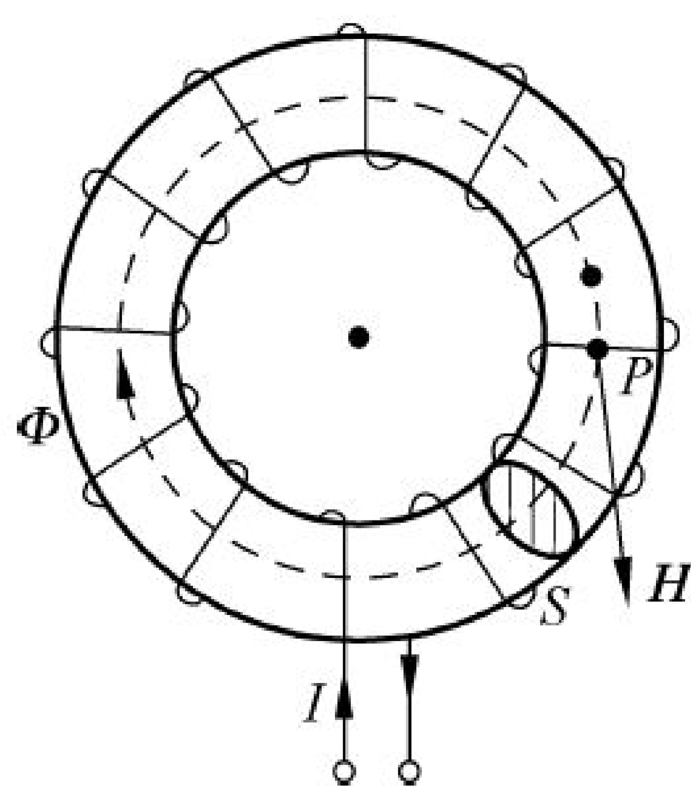


图 3.6 环形铁芯线圈

现以图3.6所示的环形铁芯线圈为例说明：设磁路由单一铁磁材料构成，铁芯截面积 S 各处相等，取铁芯中心线，即平均长度为 L 的回路为积分回路，线圈的匝数为 N，当线圈通入电流 I 后，铁芯中心线产生的磁场强度 H 处处相等，方向与铁芯中心线的切线方向相同，P 点的磁场强度为 $\boldsymbol{H}$，由安培环路定律

$$\oint H\mathrm{d}l = \sum I$$

可以得出

$$IN = HL = \frac{B}{\mu}L = \frac{\Phi}{\mu S}L$$

或者写成

$$\Phi = \frac{IN}{\dfrac{L}{\mu S}} = \frac{F}{R_{\mathrm{m}}} \tag{3.1}$$

式中，$F=IN$，称为产生磁通的磁动势；$R_{\mathrm{m}}=L/\mu S$，称为磁路的磁阻，它表示了磁路对磁通的阻碍作用。当磁路的铁磁材料一定时，磁路的磁阻大小与磁路的平均长度 L 成正比，与磁路的截面积 S 成反比。

式(3.1)表明：由线圈电流在磁路中产生的磁通 Φ，其大小和磁动势 F 成正比，和磁路的磁阻 R_{m} 成反比，这就是磁路的欧姆定律。

磁路的欧姆定律是分析磁路的基本定律，它在形式上和电路的欧姆定律相似，但由于铁磁材料的磁导率 μ 不是常数，所以不能直接用于磁路计算，一般仅用于磁路的定性分析。

例如由磁路的欧姆定律可知，当磁路为铁磁材料时，由于铁磁材料导磁能力强，所以磁导率 μ 大，磁阻 R_{m} 小，磁路磁通量就大；当磁路为空气隙时，由于空气导磁能力弱，所以磁导率小，磁阻 R_{m} 大，磁通就小，汽车上有一类电磁感应传感器就是利用这个道理制成的。图3.7(a)、(b)为某无触点电子点火装置中的磁脉冲式点火信号发生器的结构和工作原理。永久磁铁2的磁通经带有凸齿的信号转子3、空气隙和传感线圈1的铁芯构成磁路。当信号转子由分电器轴带动旋转时，转子凸齿与铁芯线圈间的空气间隙将发生变化，磁路的磁阻也随之变化，进而使通过传感线圈的磁通发生变化，因而在传感线圈中产生交变的感应电压信号，如图3.7(c)所示。

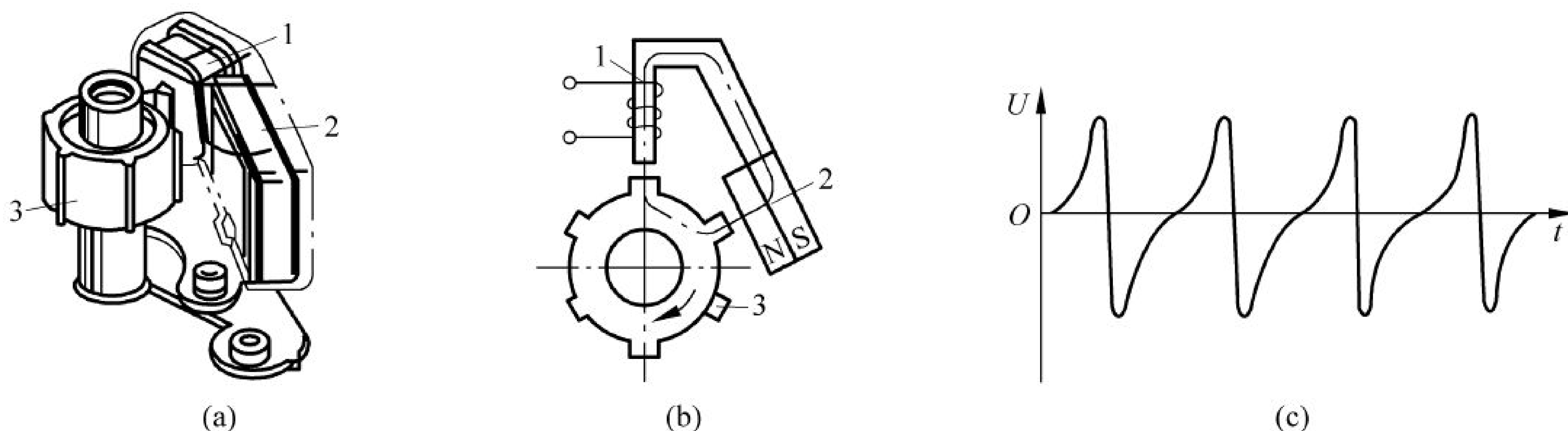


图 3.7 磁脉冲式点火信号发生器的工作原理

(a) 点火信号发生器的结构；(b) 原理示意图；(c) 输出信号

1—传感线圈；2—永久磁铁；3—信号转子

3.2　交流铁芯线圈

铁芯线圈接到交流电源上，就是交流铁芯线圈。关于交流铁芯线圈的电磁理论是分析变压器、交流电机等电器设备的理论基础。

3.2.1　电压、电流和磁通的关系

如图 3.8 所示交流铁芯线圈原理图，外加交流电压 u 使线圈通过交变电流 i，它建立起的磁动势 iN 产生的磁通绝大部分通过闭合铁芯，这部分磁通称为主磁通 Φ；只有很少的一部分磁通经过空气(或非铁磁物质)闭合，这部分磁通称为漏磁通 Φ_σ，这两个交变磁通在线圈中分别产生两个感应电动势，即主磁电动势 e 和漏磁电动势 e_σ。上述的电磁关系表示如下：

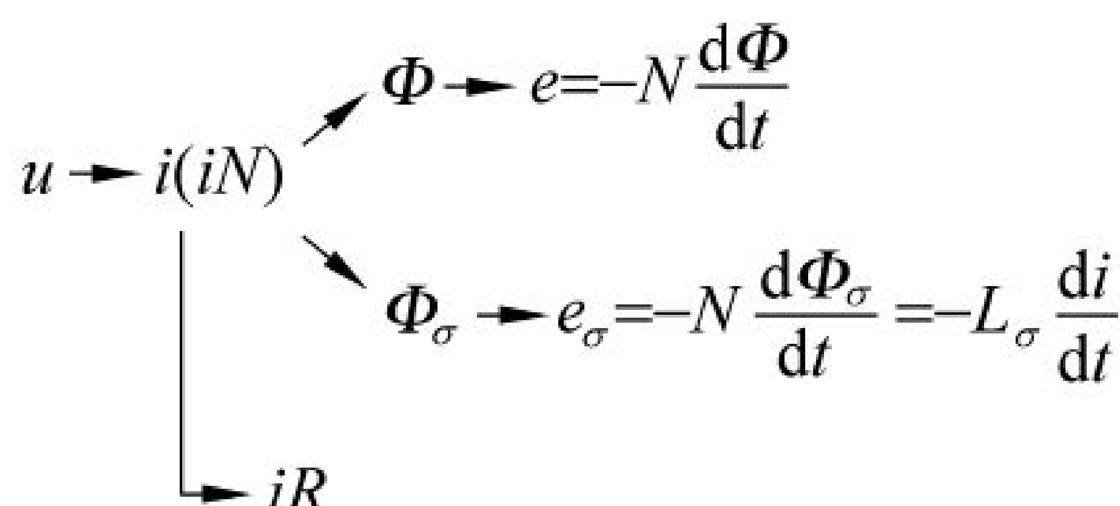


图 3.8　交流铁芯线圈

由于漏磁通 Φ_σ 通过空气闭合，而空气的磁导率 $\mu \approx \mu_0 =$ 常数，所以漏磁通 Φ_σ 与电流 i 之间呈线性关系。根据自感系数的定义

$$L_\sigma = \frac{N\Phi_\sigma}{i} = 常数$$

称为铁芯线圈的漏磁电感，因此漏磁电动势 e_σ 可写成下述形式：

$$e_\sigma = -N\frac{d\Phi_\sigma}{dt} = -L_\sigma\frac{di}{dt}$$

而主磁通 Φ 通过铁芯闭合。由于铁磁材料的磁导率 μ 不是常数，随着励磁电流变化，所以主磁通 Φ 与电流 i 不存在线性关系，铁芯线圈的主磁电感是非线性的，因此主磁电动势表示为

$$e = -N\frac{d\Phi}{dt}$$

在图 3.8 所示的参考方向下，根据基尔霍夫电压定律，铁芯线圈电路的电压方程为

$$u = -e - e_\sigma + iR = N\frac{d\Phi}{dt} + L_\sigma\frac{di}{dt} + iR$$

通常，线圈的电阻 R 和漏磁通 Φ_σ 都很小，因此它们的电压降也很小，与主磁电动势相比，可以忽略不计。上式可以近似写为

$$u \approx -e = N\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}$$

设主磁通 $\Phi=\Phi_m \sin\omega t$,则

$$e=-N\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}=-N\omega\Phi_m\cos\omega t = 2\pi fN\Phi_m\sin(\omega t-90°)$$
$$=E_m\sin(\omega t-90°)$$

式中,$E_m=2\pi fN\Phi_m$,是主磁电动势的最大值,其有效值为

$$U \approx E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 4.44fN\Phi_m \tag{3.2}$$

式(3.2)说明,当线圈的匝数 N 和电源频率 f 一定时,主磁通 Φ_m 的大小只取决于外加电压有效值 U。这个结论对分析交流电磁铁、变压器、交流电机等交流电器与设备是非常重要的。

3.2.2 铁芯线圈的能量损耗

1. 铜损 P_{Cu}

有铁芯的线圈加上交流电压时,在线圈电阻的功率损耗称为铜损,即

$$P_{Cu}=I^2R$$

2. 铁损 P_{Fe}

铁芯线圈加上交流电压后,它产生的交变磁场在铁芯中产生能量损耗,使铁芯发热,这种能量损耗称为铁损。它又包括以下两部分。

(1) 磁滞损耗 P_h

铁芯在交变磁场作用下反复磁化,此过程要消耗能量。可以证明,铁磁材料反复磁化一周时所消耗的能量与磁滞回线的面积成正比。这种由磁滞现象在铁芯中产生的能量损耗称为磁滞损耗。为了减小磁滞损耗,应选用磁滞回线窄小的软磁材料制造铁芯,通常都是采用硅钢。

(2) 涡流损耗 P_e

铁磁材料不仅是导磁材料,同时又是导电材料。因此,在交变磁通通过铁芯时,在铁芯内也要产生感应电动势,从而在垂直于交变磁通方向的平面产生图3.9所示的旋涡式的感应电流,称为涡流。涡流在铁芯中所产生的能量损耗称为涡流损耗。

为了减小涡流损耗,一方面可以把整块的铁芯改为如图3.10所示的顺着磁场方向彼此绝缘的薄钢片叠成,这样就可以限制涡流在较小的截面内流通。另一方面采用电阻率较高的铁磁材料也可以减小涡流。交流铁芯线圈中的铁芯都是用0.35mm或0.5mm厚的彼此绝缘的硅钢片叠成的。

综上所述,交流铁芯线圈的平均功率为

$$P=UI\cos\varphi=P_{Cu}+P_{Fe}=I^2R+P_{Fe}$$

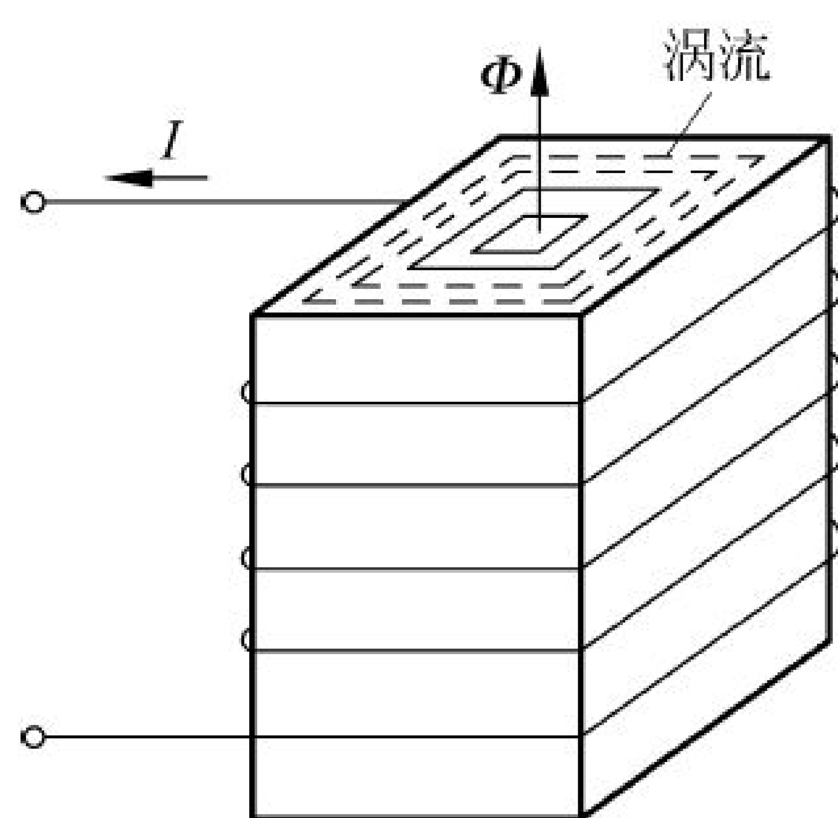


图 3.9　电涡流的产生

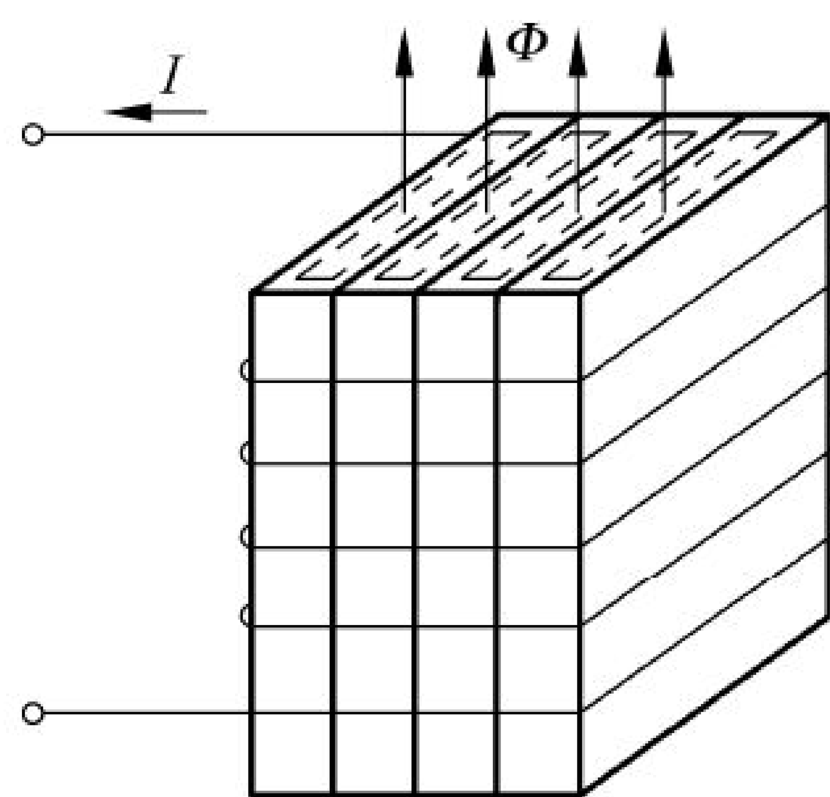


图 3.10　用硅钢片叠成的铁芯限制涡流

3. 交流铁芯线圈的等效电路

对于交流铁芯线圈也可以用一个不含铁芯的等效电路分析。等效的条件是：在相同的电压作用下，功率、电流及各量之间的相位关系保持不变。

线圈的等效电路就是线圈的电阻 R 和漏磁感抗 $X_\sigma=2\pi f L_\sigma$ 组成的串联电路。

铁芯的等效电路就是铁芯中能量的消耗和储放，用具有电阻 R_0 和感抗 X_0 串联电路来代替，其中 R_0 是对应铁损的等效电阻，即

$$R_0=\frac{P_{\mathrm{Fe}}}{I^2}$$

感抗 X_0 是和铁芯中能量储放 Q_{Fe} 所对应的等效感抗，即

$$X_0=\frac{Q_{\mathrm{Fe}}}{I^2}$$

等效电路如图 3.11 所示。

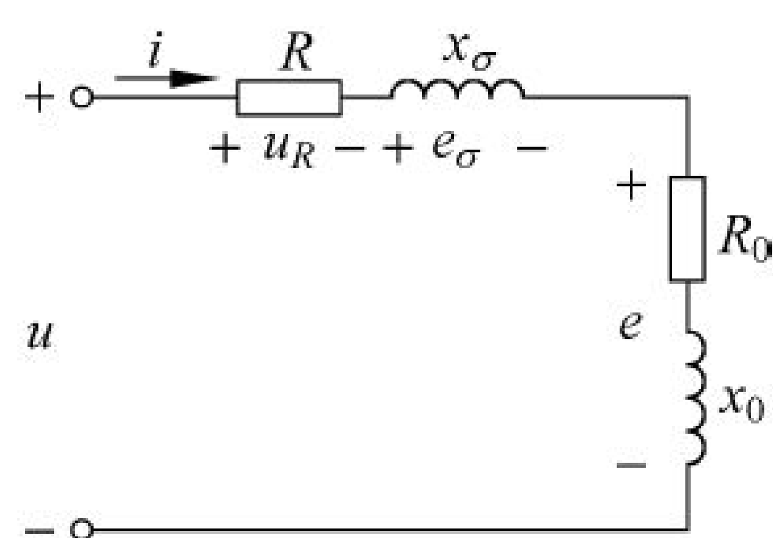


图 3.11　交流铁芯线圈的等效电路

3.2.3　交流铁芯线圈的应用——交流电磁铁

电磁铁是利用通电的铁芯线圈产生电磁力，吸引衔铁或其他具有磁性的机械零件、工件的一种电器。当电流消失后，电磁铁的吸力随着消失，衔铁等即被释放。电磁铁由线圈、铁芯和衔铁三个主要部分组成。它的结构形式因使用场合的不同有多种多样，图 3.12 所示的是交流接触器的电磁铁。

吸力是电磁铁的主要参数，吸力的大小与气隙的截面积 S_0 及气隙中磁感应强度 B_0 的平方成正比，计算吸力的公式为

$$F=\frac{10^7}{8\pi}B_0^2 S_0 \tag{3.3}$$

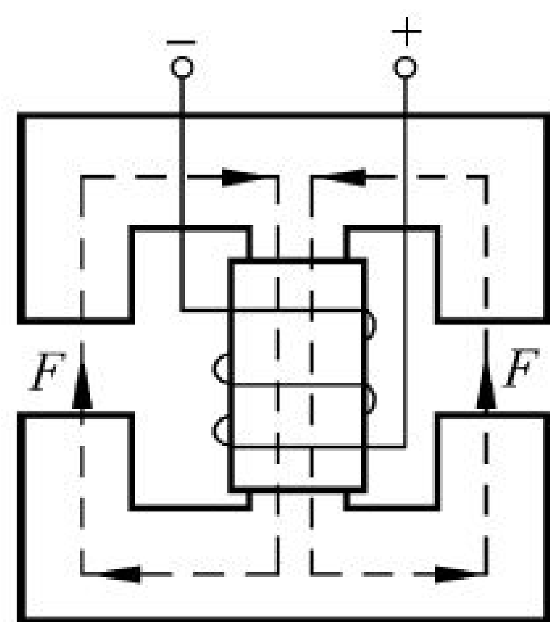


图 3.12　交流电磁铁

式中，B_0 的单位为 T；S_0 的单位为 m^2；F 的单位为 N。

交流电磁铁中磁场是交变的，设磁感应强度

$$B_0=B_{\mathrm{m}}\sin\omega t$$

则电磁吸力的瞬时值为

$$f=\frac{10^7}{8\pi}B_0^2 S_0=\frac{10^7}{8\pi}B_{\mathrm{m}}^2\left(\frac{1-\cos 2\omega t}{2}\right)S_0=\frac{1}{2}F_{\mathrm{m}}-\frac{1}{2}F_{\mathrm{m}}\cos 2\omega t \tag{3.4}$$

式中,$F_m=\frac{10^7}{8\pi}B_m^2S_0$ 是吸力的最大值。一般计算时所指吸力为平均吸力,即

$$F=\frac{1}{T}\int_0^T f\mathrm{d}t=\frac{10^7}{16\pi}B_m^2S_0 \tag{3.5}$$

由式(3.4)可见,交流电磁铁的吸力随时间变化的情况如图3.13所示,其瞬时值在零与最大值之间脉动,因此衔铁以两倍电源频率振动,不仅引起噪声,同时触头容易损坏。为了消除这种现象,可在磁极的部分端面套上一个分磁环(短路环),如图3.14所示。当交变磁通穿过分磁环包围的截面时,在环中产生的感应电流要阻碍磁通的变化,此感应电流所产生的磁通 Φ_2 在相位上落后于 Φ_1 的变化,因而磁极的合成磁通 $\Phi=\Phi_1+\Phi_2$ 不再等于零,其电磁吸力就没有过零时刻,从而消除了衔铁的振动和噪声。

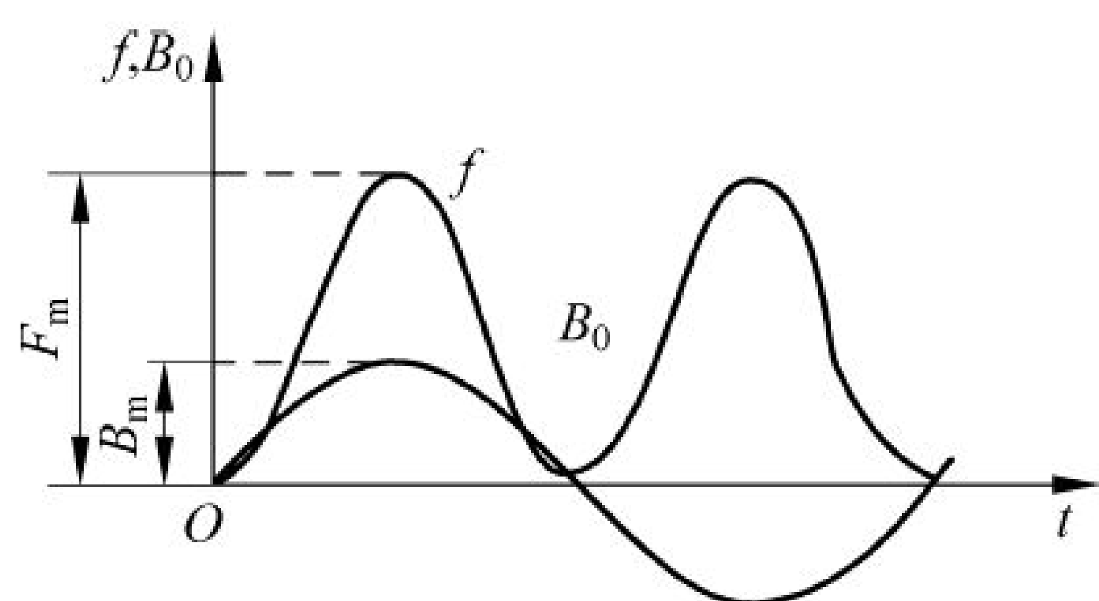


图3.13　交流电磁铁的吸力

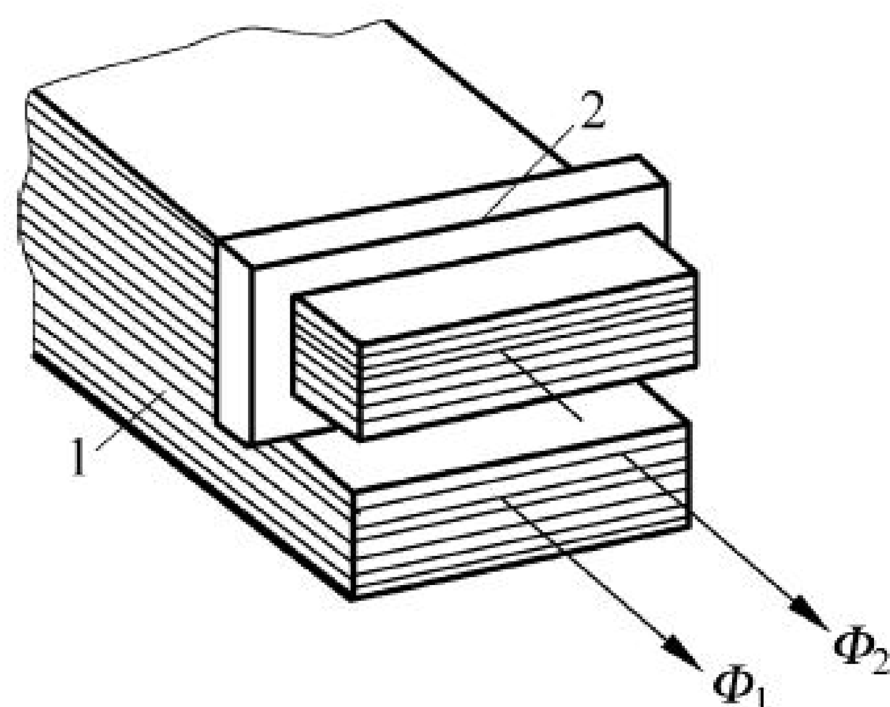


图3.14　套有分磁环的磁极

1—磁极;2—分磁环

交流电磁铁在吸合过程中,线圈电流变化很大,因为电流不仅与线圈电阻有关,还与线圈感抗有关。在吸合过程中,由于电源电压不变,使磁通不变,但随着气隙的减小,磁阻减小,线圈的电感和感抗增大,使得电流逐渐减小,特别要注意的是,如果由于某种机械故障,衔铁被卡住,通电后吸合不上,线圈中就有较大电流通过,导致线圈严重发热,甚至烧毁。

3.3　变　压　器

变压器是一种常见的电气设备,因其具有变换电压、变换电流和变换阻抗等多种功能,在生产和生活中用途十分广泛。

在输电方面,当输送的功率和负载功率因数一定时,根据 $P=UI\cos\varphi$,若电压 U 越高,则线路电流 I 越小,这不仅可以减小输电导线的截面积,节省材料,还可以减小线路的功率损耗。因此在输电时,必须用变压器将电压升高。在用电方面,为了保证安全用电和满足不同用电设备对电压的要求,还要用变压器将电压降低。这种供电力系统作输电和配电用的变压器称为电力变压器。在电子线路中,变压器除用作电源变压器外,还可以变换阻抗,用来耦合电路,传递信号,实现阻抗匹配。在测试技术中,为了测量交流高电压、大电流,需要使用电压互感器和电流互感器,即仪用变压器。此外,利用变压器原理还可制成一些专用变压器,例如,电压可调的自耦变压器、焊接用的电焊变压器以及加热用的电炉变压器等。

3.3.1　变压器的基本结构

变压器的形式多种多样，但基本结构是相同的，都是由硅钢片叠成的闭合铁芯和一次、二次绕组等几个主要部分构成，如图 3.15 所示。

变压器按绕组的放置方式，有心式和壳式两种。心式变压器，其特点是绕组包围着铁芯，如图 3.15(a)所示；壳式变压器，其特点是铁芯包围着绕组，如图 3.15(b)所示。变压器符号如图 3.15(c)所示。

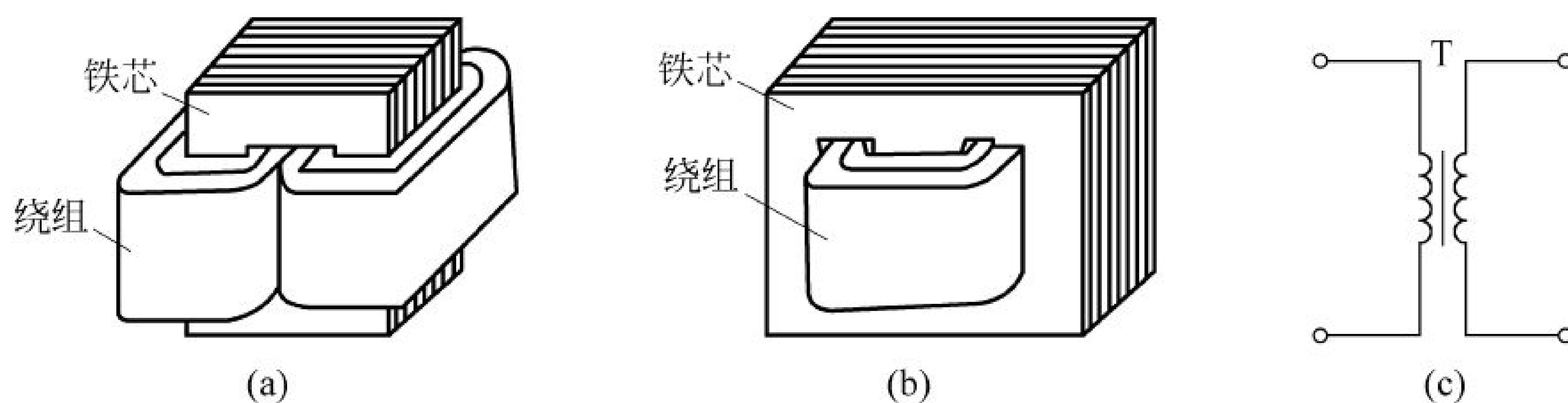


图 3.15　变压器的基本结构

(a) 单相心式变压器；(b) 单相壳式变压器；(c) 符号

3.3.2　变压器的工作原理

图 3.16 为单相变压器原理图。为了分析问题清晰起见，将绕组分别画在铁芯的左右两边，各自组成闭合电路。与电源相联的绕组称为一次绕组，与负载相联的绕组称为二次绕组。

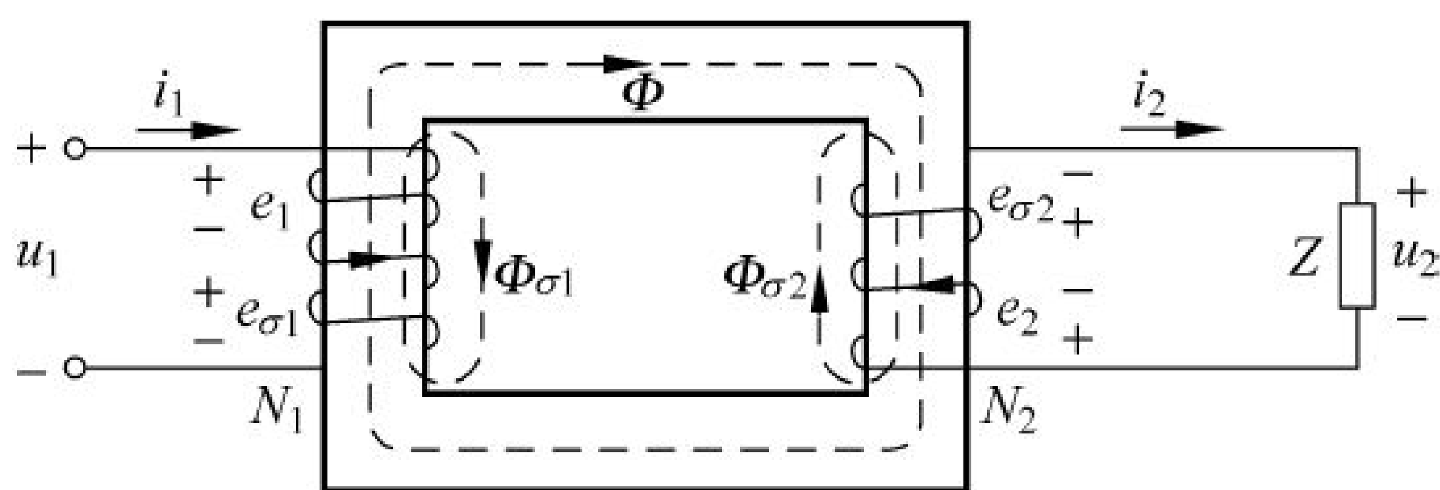
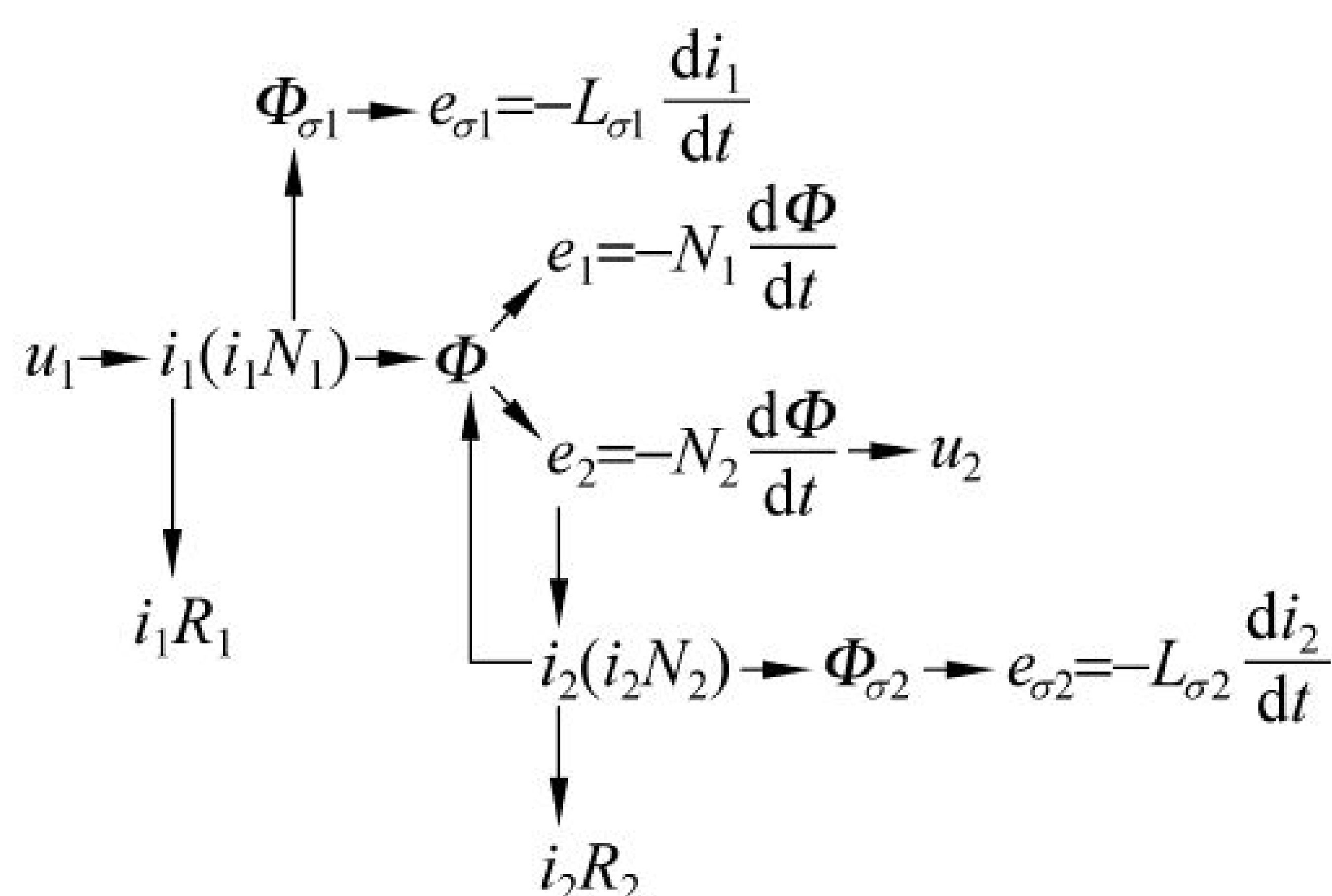


图 3.16　单相变压器原理图

与一次绕组有关的物理量的下角标为“1”，与二次绕组有关的物理量的下角标为“2”；一、二次绕组的匝数分别为 N_1 和 N_2。

当一次绕组接到交流电压 u_1 时，便有电流 i_1 通过，一次绕组的磁动势 i_1N_1 产生的磁通绝大部分通过铁芯而闭合，从而在一、二次绕组中感应出电动势。如果二次绕组接有负载，则在二次绕组与负载回路有电流 i_2 通过，二次绕组的磁动势 i_2N_2 也要产生磁通，其绝大部分也是通过铁芯闭合。因此，铁芯中的磁通是一、二次绕组的磁动势共同产生的合成磁通，称为主磁通，用 Φ 表示。主磁通穿过一、二次绕组而在其中感应出的电动势分别为 e_1 和 e_2。同时，一、二次绕组的磁动势还分别产生仅与本绕组交链的很小的漏磁通 $\Phi_{\sigma1}$ 和 $\Phi_{\sigma2}$，从而在各自绕组中分别产生漏磁电动势 $e_{\sigma1}$ 和 $e_{\sigma2}$。上述的电磁关系可表示如下：



下面分别讨论变压器的各种运行和变换作用。

1. 变压器的空载运行和变换电压

空载运行是指变压器的二次侧不接负载的开路情况。当一次绕组接上交流电压 u_1 时,一次绕组中便有电流通过,而二次侧开路,其电流 $i_2=0$,此时一次绕组中的电流为空载电流,用 i_0 表示。

根据上述电磁关系,一次绕组中的各物理量以及它们之间的相互关系与交流铁芯线圈相同。一次绕组电路的基尔霍夫电压方程为

$$u_1=-e_1+L_{\sigma1}\frac{di_0}{dt}+R_1i_0$$

由于一次绕组的电阻 R_1 和漏电感 $L_{\sigma1}$(或 $\Phi_{\sigma1}$)很小,它们各自的电压也很小,与主磁通电动势相比,可以忽略不计,于是

$$u_1\approx-e_1$$

即

$$U_1\approx E_1=4.44fN_1\Phi_m$$

而二次侧开路,其输出电压就等于二次绕组的感应电动势,即

$$u_{20}=e_2$$

也即

$$U_{20}\approx E_2=4.44fN_2\Phi_m$$

比较一、二次绕组电压关系,得出

$$\frac{U_1}{U_{20}}\approx\frac{E_1}{E_2}=\frac{N_1}{N_2}=K \tag{3.6}$$

式中,K 称为变压器的电压比。上式说明,一、二次绕组的电压与其匝数成正比,匝数多的绕组电压高,匝数少的绕组电压低。当电源 U_1 一定时,改变匝数比,就可以得到不同的输出电压 U_2。

2. 变压器的负载运行和变换电流

变压器二次绕组接上负载后,二次绕组中就有电流 i_2 通过,这时一次绕组中的电流就不再是空载电流 i_0,而是一个与二次绕组电流 i_2 有关的电流。我们用 i_1 表示负载运行时的一次绕组电流。

二次绕组电流 i_2 也要产生磁动势 i_2N_2,它作用在磁路上将使主磁通 Φ 发生变化。根据 $U_1\approx E_1=4.44fN_1\Phi_m$ 可知,当电源电压 U_1 和频率 f 不变时,E_1 和 Φ_m 都近似不变,说明铁

芯中主磁通的最大值在变压器空载或有载时基本上保持不变。所以有载时产生主磁通 Φ_m 的一、二次绕组的合成磁动势($i_1N_1+i_2N_2$)应该和空载时产生主磁通 Φ_m 的磁动势 i_0N_1 相等,即

$$i_1N_1+i_2N_2=i_0N_1 \tag{3.7}$$

由于空载电流 i_0 很小,一般不到额定电流的 10%,与有载时的 i_1 和 i_2 相比,可以忽略不计,故得

$$i_1N_1+i_2N_2\approx 0$$
$$i_1N_1\approx -i_2N_2$$

上式说明:负号表示一、二次绕组磁动势在相位上差不多相反,即二次绕组的磁动势对一次绕组的磁动势有去磁作用,而一、二次绕组的电流有效值之间的关系为

$$\frac{I_1}{I_2}\approx\frac{N_2}{N_1}=\frac{1}{K} \tag{3.8}$$

上式表明:变压器一、二次绕组电流之比近似地与它们的匝数成反比,匝数多的电流小,匝数少的电流大,也就是说,变压器具有变换电流的功能。

3. 变压器的阻抗变换

在图 3.17 中,负载阻抗 Z_L 接到变压器的二次侧,在保证电源电压、电流不变的条件下,图中虚线框内的变压器和负载阻抗 Z_L 可以用一阻抗 Z 来等效代替。因为

$$\left.\begin{aligned}|Z_L|&=\frac{U_2}{I_2}\\|Z|&=\frac{U_1}{I_1}=\frac{U_2K}{I_2/K}=K^2|Z_L|\end{aligned}\right\} \tag{3.9}$$

式中,$|Z|$称为负载阻抗在变压器一次侧的等效阻抗。改变变压器一、二次绕组的匝数比,就可以将二次侧的负载阻抗变换为一次侧所需要的阻抗。变压器的这一功能,在电子技术中常用来实现阻抗匹配。

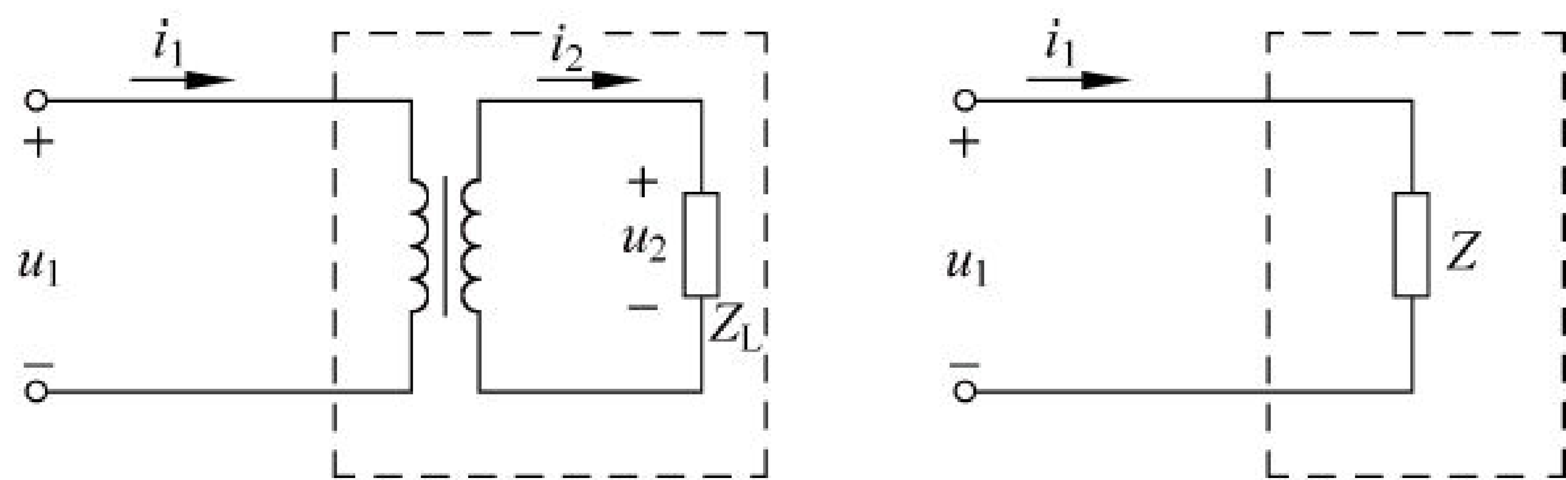


图 3.17　变压器的阻抗变换

【例 3.1】　有一变压器,$U_1=380\text{V}$,$U_2=36\text{V}$,如果接入一个 36V、60W 的灯泡,求:

(1) 一、二次侧的电流;

(2) 相当于一次侧接上一个多大的电阻?

解:灯泡属纯电阻负载,功率因数为 1,因此二次电流为

$$I_2=\frac{P}{U_2}=\frac{60}{36}\text{A}=1.67\text{A}$$

一次电流

$$I_1=\frac{N_2}{N_1}I_2=\frac{U_2}{U_1}I_2=\frac{36}{380}\times 1.67\text{A}=0.158\text{A}$$

灯泡的电阻

$$R=\frac{U_2^2}{P}=\frac{36^2}{60}\Omega=21.6\Omega$$

一次侧等效电阻

$$R'=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R=\left(\frac{U_1}{U_2}\right)^2 R=\left(\frac{380}{36}\right)^2\times 21.6\Omega=2407\Omega$$

3.3.3　变压器的外特性与额定值

1. 外特性

当电源电压和负载功率因数不变时，变压器二次电压 U_2 与电流 I_2 之间的变化关系称为变压器的外特性，可用 $U_2=f(I_2)$ 曲线表示，如图3.18所示，二次电压 U_2 随着电流 I_2 的增加而下降。它的下降程度与负载的功率因数有关，功率因数越低，U_2 下降得越多。

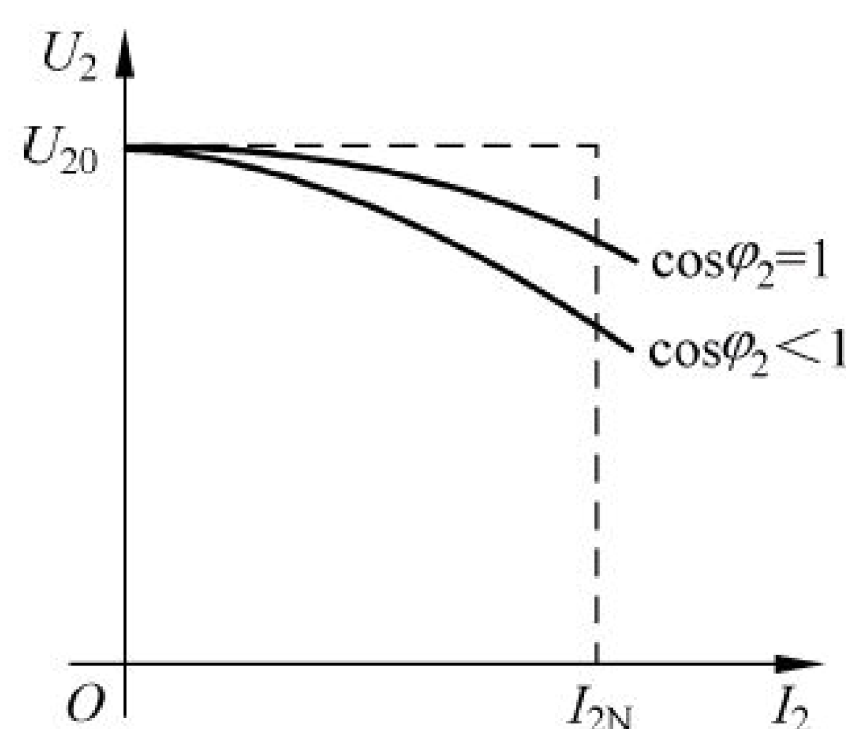


图3.18　变压器的外特性

一般要求二次电压 U_2 变化越小越好，变压器从空载到满载，二次电压的变化数值与空载电压的比值称为电压调整率，即

$$\Delta U=\frac{U_{20}-U}{U_{20}}\times 100\%$$

在一般变压器中，由于绕组的电阻和漏磁电感均很小，电压调整率不大，为2%～3%。

2. 额定值

(1) 一次额定电压 U_{1N}，指正常情况下，一次绕组应当施加的电压。

(2) 一次额定电流 I_{1N}，指在 U_{1N} 作用下，一次绕组允许长期通过的最大电流。

(3) 二次额定电压 U_{2N}，指一次侧加额定电压 U_{1N} 时的二次侧空载电压。

(4) 二次额定电流 I_{2N}，指在一次侧加额定电压 U_{1N} 时，二次绕组允许长期通过的最大电流。

(5) 额定容量 S_N，指二次侧输出的额定视在功率，即

$$S_N=U_{2N}I_{2N}$$

(6) 变压器的效率 η，指输出功率与输入功率之比，即

$$\eta=\frac{P_2}{P_1}\times 100\%$$

其中，$P_2=U_2I_2\cos\varphi_2$；

$P_1=U_1I_1\cos\varphi_1=P_2+P_{Cu}+P_{Fe}=U_2I_2\cos\varphi_2+P_{Cu}+P_{Fe}$。

一般电力变压器效率较高，为96%～99%。

(7) 额定频率 f_N，指电源的工作频率。

3.3.4　变压器绕组的同极性端及其测定

1. 绕组的极性与正确接线

图 3.19 是一多绕组变压器，一次侧有 1-2 和 3-4 两个相同的绕组，额定电压是 110V；二次侧有 5-6 和 7-8 两个绕组，其额定电压分别是 6V 和 18V。

当接到 220V 的电源上时，一次侧两个绕组应串联，即 2、3 联接，1、4 接 220V 电源；当接到 110V 的电源上时，一次侧两个绕组应并联，即 1、3 联接，2、4 联接，再接到 110V 的电源上。如果联接错误，譬如串联时将 2 和 4 两端联在一起，将 1 和 3 两端接电源，一次侧两个绕组便有电流通过，但两个绕组的磁动势方向相反，相互抵消，铁芯中不产生磁通，绕组中也就没有感应电动势。由于线圈的电阻很小，在电源电压作用下，绕组中将流过很大的电流，会把变压器烧毁，这是不允许的。

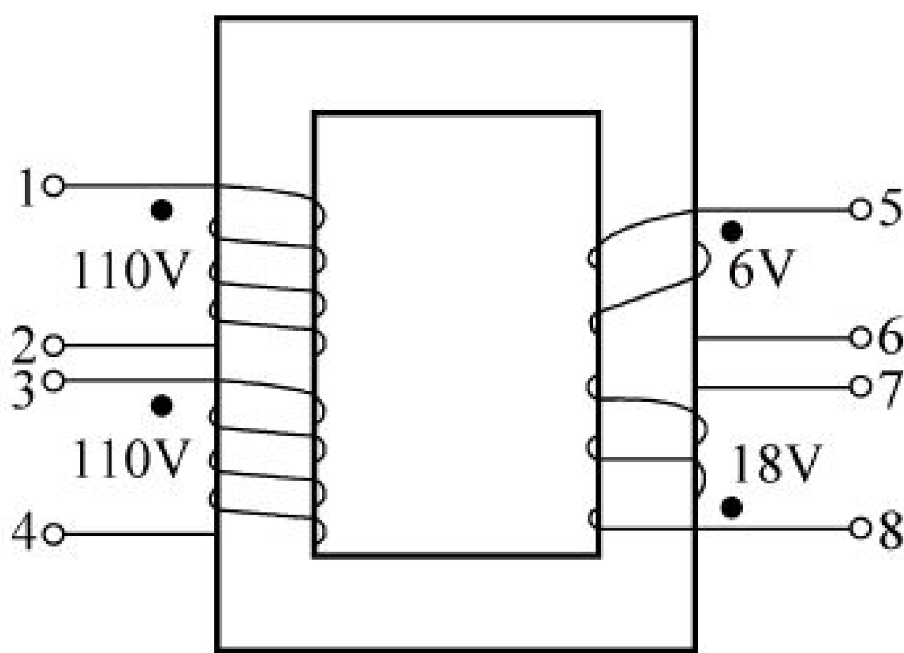


图 3.19　多绕组变压器

如果在二次侧输出 6V、12V、18V 和 24V 电压，二次侧的两个绕组如何联接，请读者思考解决。

为了能正确联接，变压器绕组上都标有称为同极性端的记号“·”或“*”。图 3.19 中的 1、3、5、8 是同极性端，当然 2、4、6、7 也是同极性端。所谓同极性端，是指铁芯中的磁通变化时，在该端产生的感应电动势的极性相同，或当电流从两个线圈的同极性端流入时，产生的磁通方向相同。

2. 极性的测定方法

如果同极性端的记号辨认不清或消失，就需要用实验方法测定同极性端，这里仅介绍一种直流测定法：首先用万用表的欧姆挡确认出哪两个接线端子属于同一绕组的，然后再辨认不同绕组的同极性端，测定方法如图 3.20 所示。在开关 S 闭合瞬间，若电压表的指针正向偏转，则 1 和 3 是同极性端；若电压表的指针反向偏转时，则 1 和 4 是同极性端。用同样方法，可以逐一测定其他绕组的同极性端。



图 3.20　测定变压器绕组的极性

3.4　直流铁芯线圈在汽车上的应用

铁芯线圈接到直流电源上就是直流铁芯线圈。由于目前汽车上使用的是直流电，因此关于直流铁芯线圈的电磁特点也是理解汽车上的电动机、继电器、电磁阀、电磁离合器等电磁器件的基础。

3.4.1　直流铁芯线圈的电磁特点

铁芯线圈接到直流电源上,将在线圈中流有直流电流,该励磁电流 I 的大小仅与线圈的端电压 U 和线圈电阻 R 有关(满足欧姆定律 $I=U/R$)而与磁路特性(材料、几何尺寸、气隙有无及气隙大小等)无关。

由于电流是直流,所以其磁动势 $F=IN$,将在铁芯中产生不随时间变化的恒定磁通。而该磁通的大小,由 $\Phi=\dfrac{F}{R_m}$ 可知,不仅与线圈的端电压有关(端电压决定了励磁电流 I)而且与磁路的磁阻有关。

直流铁芯线圈的损耗仅有电流流过线圈电阻而产生的铜损,即 $P_{Cu}=I^2R$,而没有交流铁芯线圈中所特有磁滞损耗和涡流损耗,故其铁芯可用块状铸钢或软钢制成,而不需叠片。

3.4.2　直流铁芯线圈的应用

1. 继电器

继电器是汽车电器常用的一种元件,它是利用较小电流来控制较大电流的一种电磁开关,在电路中起着自动操作、自动调节、安全保护等作用,广泛应用于充电系统、起动系统、电控燃油喷射系统、自动变速器系统以及 ABS 系统等。

(1) 继电器的工作原理

某电磁式继电器的结构与符号如图 3.21 所示。

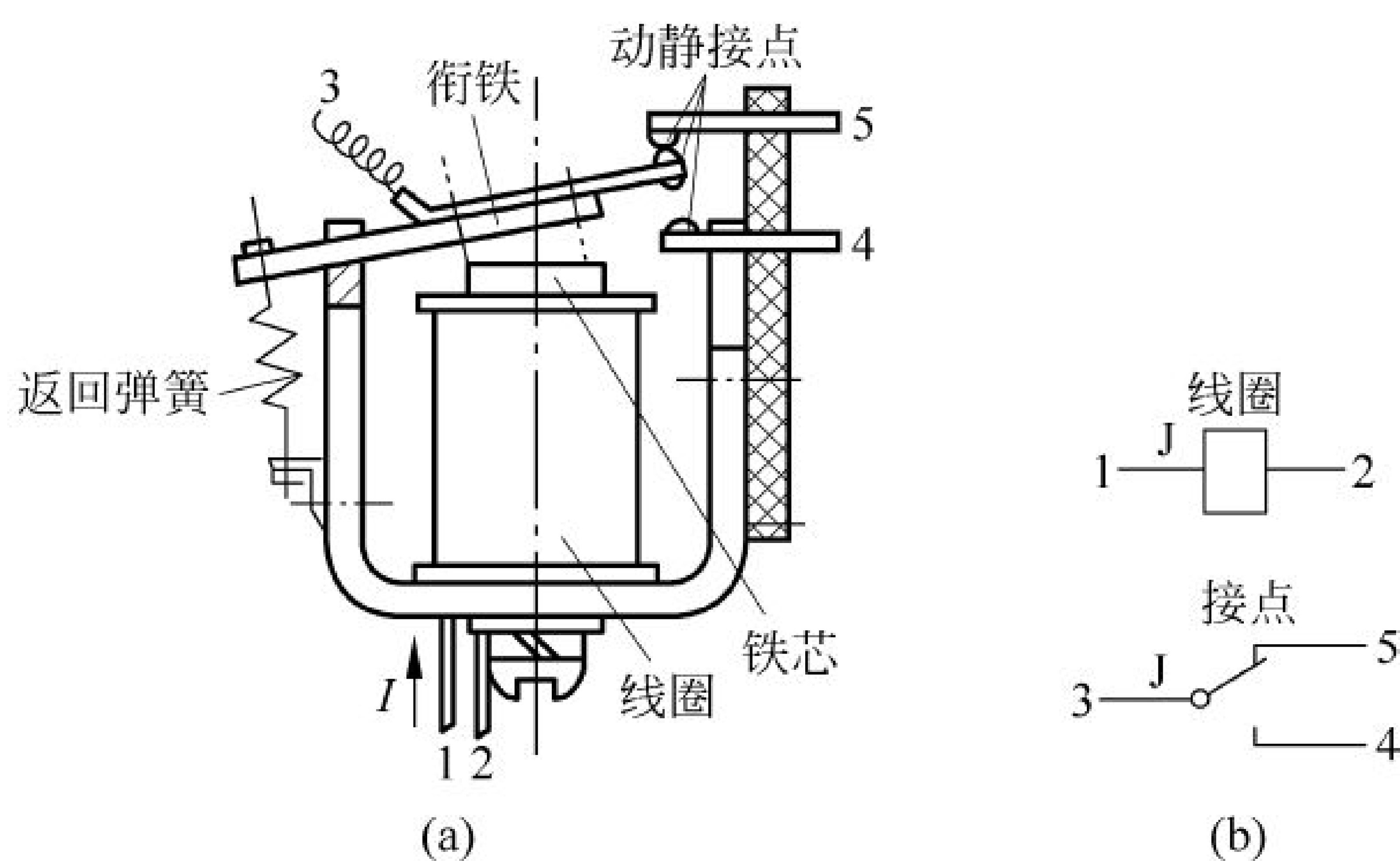
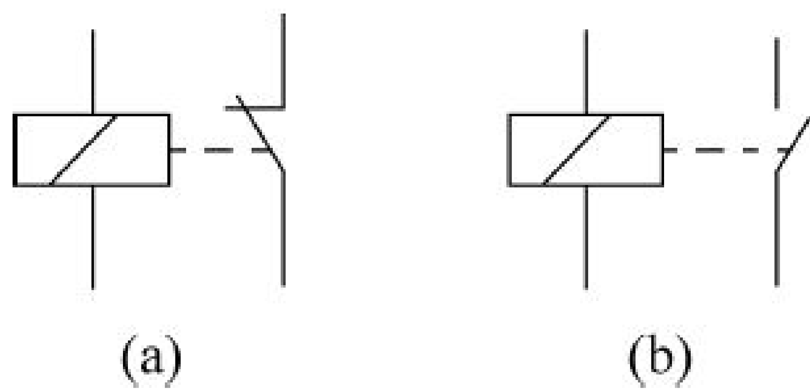


图 3.21　电磁式继电器

当线圈两端加上直流电压时,就会有电流流过线圈,线圈的周围就产生磁场,处于线圈中的铁芯被磁场磁化产生电磁力。当铁芯的吸引力克服复位(返回)弹簧的弹力而使衔铁(动铁芯)吸向静铁芯时,从而带动常闭触点(图中触点 3、5)断开,而常开触点(图中触点 3、4)闭合,当线圈断电后,磁力消失,衔铁(动铁芯)在复位弹簧的作用下返回原来位置,使常闭触点恢复闭合,常开触点恢复打开。

(2) 继电器的符号

目前汽车电路的继电器符号最为混乱，表示形式有许多种，但比较一致的表示是，都只画出它的线圈和控制电路有关的触点，国产汽车电路中的继电器符号如图 3.22 所示。其中，图 3.22(a)表示触点常闭的继电器符号，图 3.22(b)表示触点常开的继电器符号。



(a)　(b)

图 3.22　继电器常用的电路符号

(a) 触点常闭继电器符号；(b) 触点常开继电器符号

(3) 继电器外型及引脚排列方式

表 3.1 列出几种常见继电器外形及引脚排列方式，供使用识别引脚时参考。

表 3.1　常见继电器外形及引脚排列方式

型号	外形	电路	引线标号	颜色
1T				黑色
1M				蓝色
2M				棕色
1M.1B				灰色

2. 电磁铁与电磁阀

汽车直流电磁铁与电磁阀(如图3.23所示)也属于直流铁芯线圈的范畴。因此,其工作原理与继电器是一样的,都是靠线圈中通过的电流产生电磁力而工作的。所不同的是继电器中的衔铁运动所带动的是受控电路中触点的打开或闭合。而电磁铁中的衔铁或铁芯(柱塞)的运动所带动的是一定的机械传动机构完成某一个所执行的动作。电磁阀中的铁芯(柱塞)的运动所带动的是某个流体管路中的阀片(或阀球)的打开或闭合。例如,某汽车上的一种中控门锁执行器,见图3.24。它有两个电磁线圈,一个是锁门线圈,另一个是开门线圈,与门锁操纵机械相连的柱塞,能在两线圈中自由移动。当锁门线圈通电后,柱塞在电磁力的作用下左移,将门锁锁定;当开门线圈通电后,柱塞右移,将门锁开启。

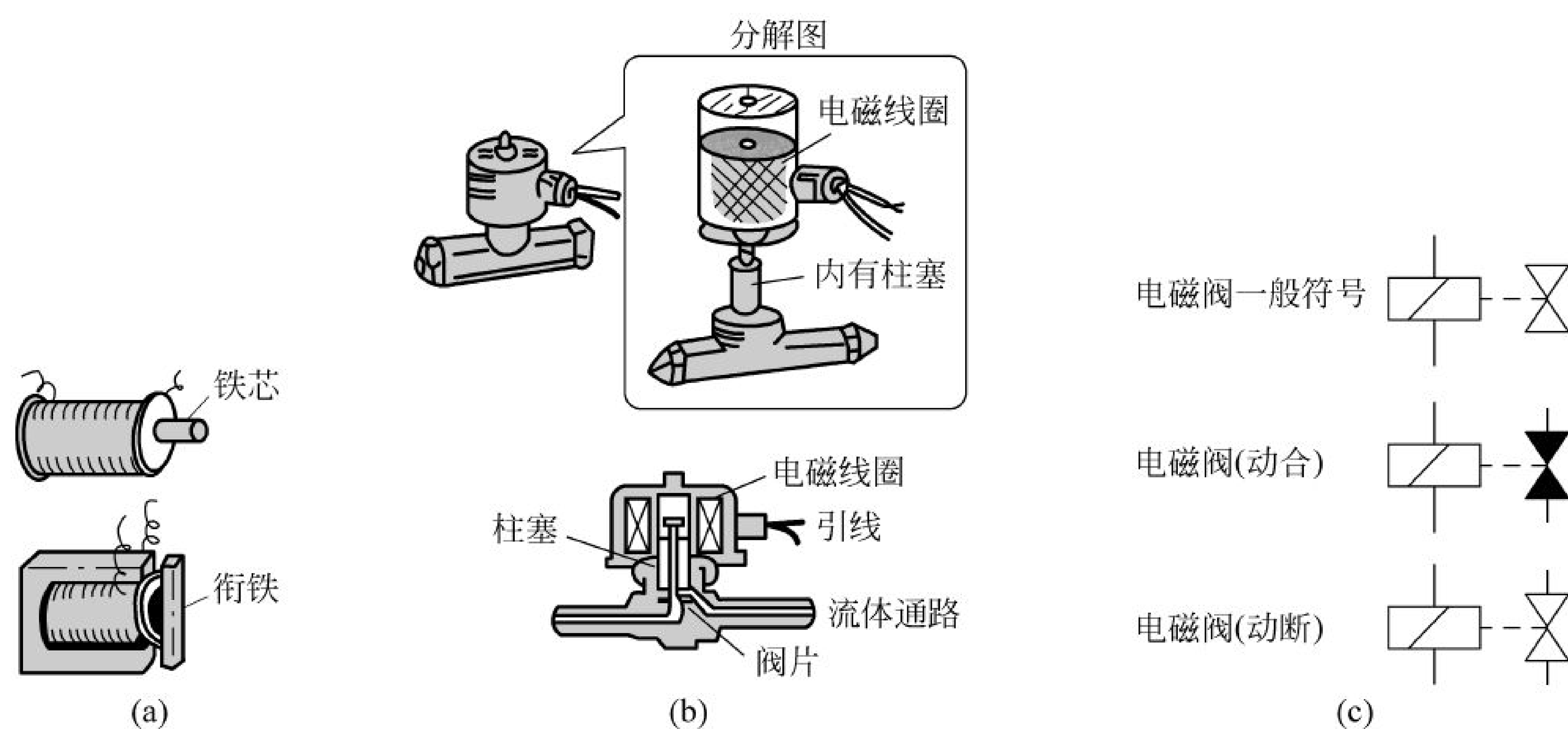


图3.23 电磁铁与电磁阀

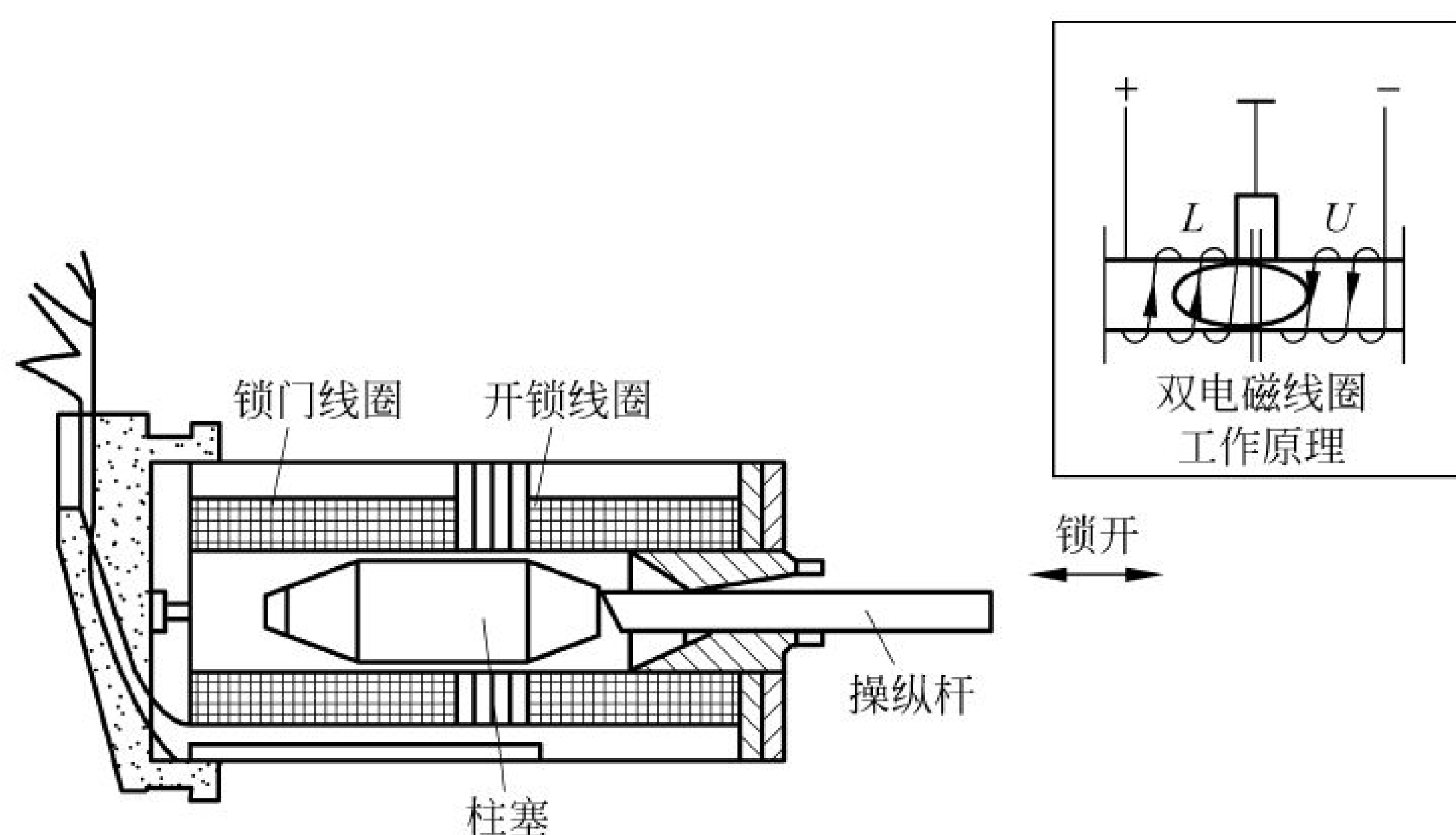


图3.24 双线圈门锁执行器

图3.25所示为汽车自动变速器中的换挡电磁阀。由电磁线圈、磁铁、阀芯和回位弹簧等组成。线圈不通电时,阀芯被油压推开,打开泄油孔,油路压力为零;线圈通电时,电磁力使阀心左移,关闭泄油孔,油路压力上升。因此该电磁阀属于有电流流过线圈就关闭,切断电流就打开的常开型(还有一种与它相反的常闭型,它们的符号见图3.23(c))。

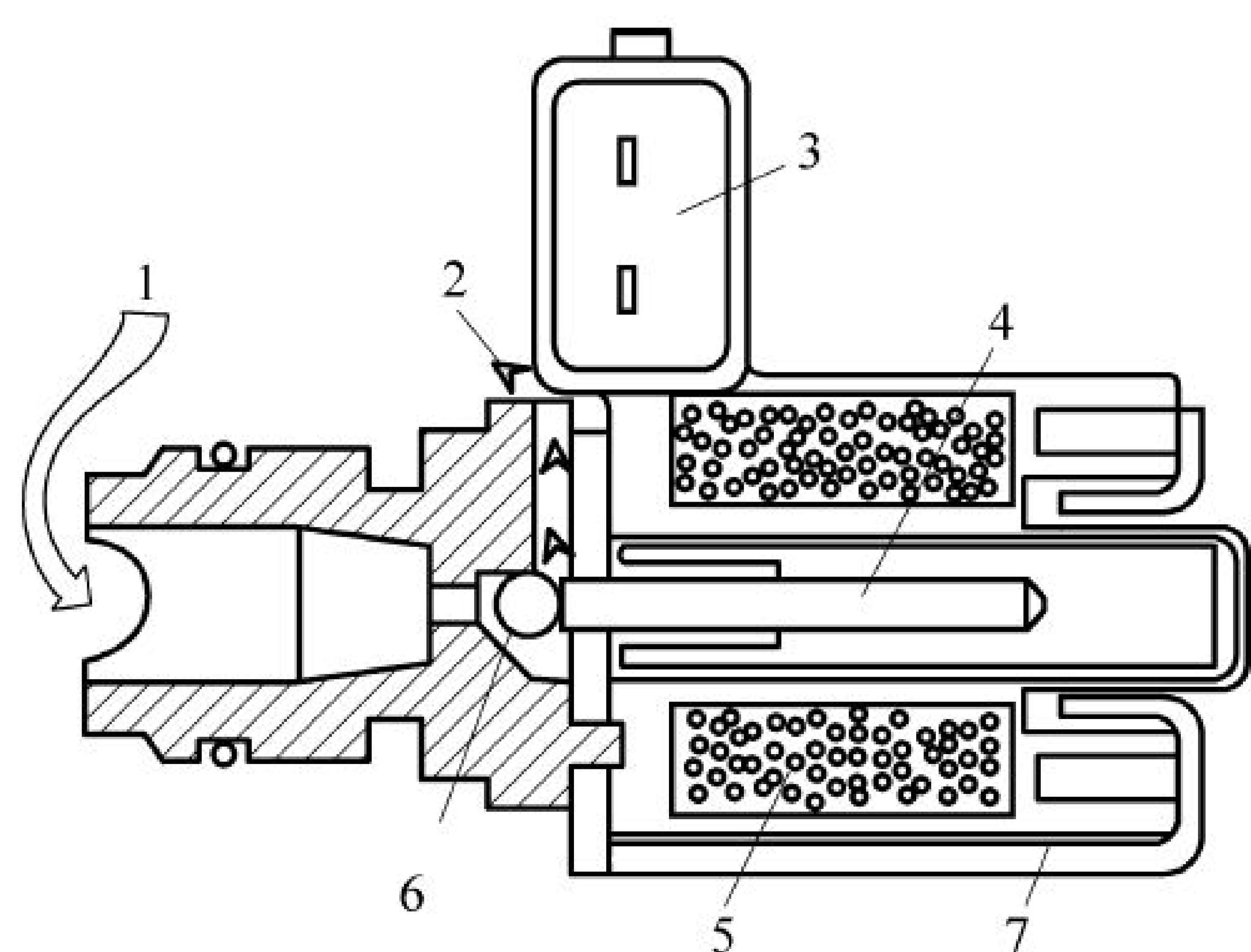


图 3.25 换挡电磁阀

1—液压油入口；2—泄压口；3—接线插座；4—铁芯；5—线圈；6—限流钢球；7—骨架

3.5 变压器在汽车上的应用

变压器在汽车上的应用应当首推点火线圈，可以说点火线圈是变压器的一种。那么点火线圈与变压器有什么异同呢？

3.5.1 点火线圈的结构与原理

首先点火线圈的结构形式与变压器是基本相同的，都是在铁芯上绕制两个线圈（又称绕组）（见图 3.26），即初级线圈和次级线圈。初级线圈用较粗的漆包线，通常用 0.5～1mm 的漆包线绕 200～500 匝；次级线圈用较细的漆包线，通常用 0.1mm 左右的漆包线绕 15000～25000 匝（见图 3.26）。点火线圈的升压原理（把 12V 的低压电变成高压电）也是基于普通变压器的电磁感应原理，满足$\frac{U_{1\max}}{U_{2\max}}=\frac{N_1}{N_2}$。但是点火线圈的工作方式却与普通变压器截然不同。普通变压器是连续工作的，而点火线圈是断续工作的。它根据发动机转速的不同，以不同的频率反复地进行储存能量与释放能量的过程。

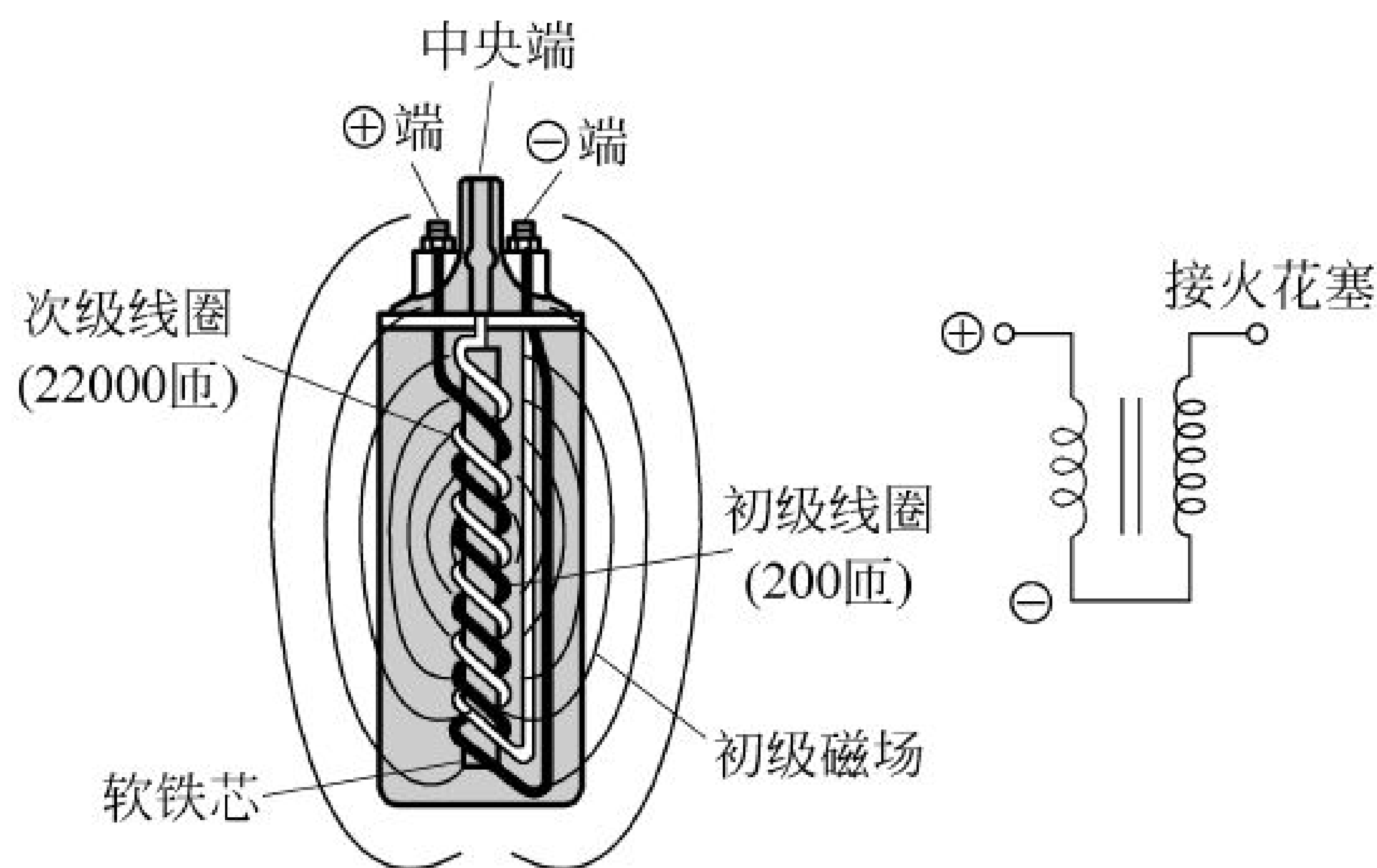


图 3.26 点火线圈的结构和原理

当初级线圈接通电源时,随着电流的增长四周产生一个很强的磁场,铁芯储存了磁场能;当开关装置使初级线圈电路断开时,初级线圈的磁场迅速衰减,次级线圈就会感应出很高的电压。初级线圈的磁场消失速度越快,电流断开瞬间的电流越大;两个线圈的匝比越大,则次级线圈感应出来的电压越高。

3.5.2 传统点火系统的组成和工作原理

虽然目前电子控制点火系统的组成已经没有了断电器,甚至也没有了分电器与高压导线。但它的工作原理还是基于传统点火系统的。现把传统点火系统介绍如下。

1. 传统点火系统的组成

传统点火系统由电源、点火线圈、断电器、配电器、点火开关、火花塞等组成,如图3.27所示。各组成部分的功用如下。

电源为蓄电池和发电机,标称电压为12V,其作用是供给点火系统所需的电能。

点火线圈的作用是将12V的低压电转变为15~20kV的高压电。

断电器由触点和凸轮组成(凸轮的凸角数与汽缸数相等),其作用是接通和断开初级电路。

配电器由分电器盖和分火头组成。分电器盖上有与发动机汽缸数相同的旁电极。当分火头旋转时,它上面的导电片依次和旁电极接通,将点火线圈产生的高压电,按发动机的工作顺序分别传到各缸火花塞。

电容器与断电器触点并联,用来减小触点间的火花,延长触点的使用寿命,提高次级电压。

点火开关用来控制点火系统初级电路的通断。

火花塞的作用是将点火线圈产生的高压电引入燃烧室,并在其电极间产生电火花,点燃混合气。

附加电阻改善点火性能和起动性能。

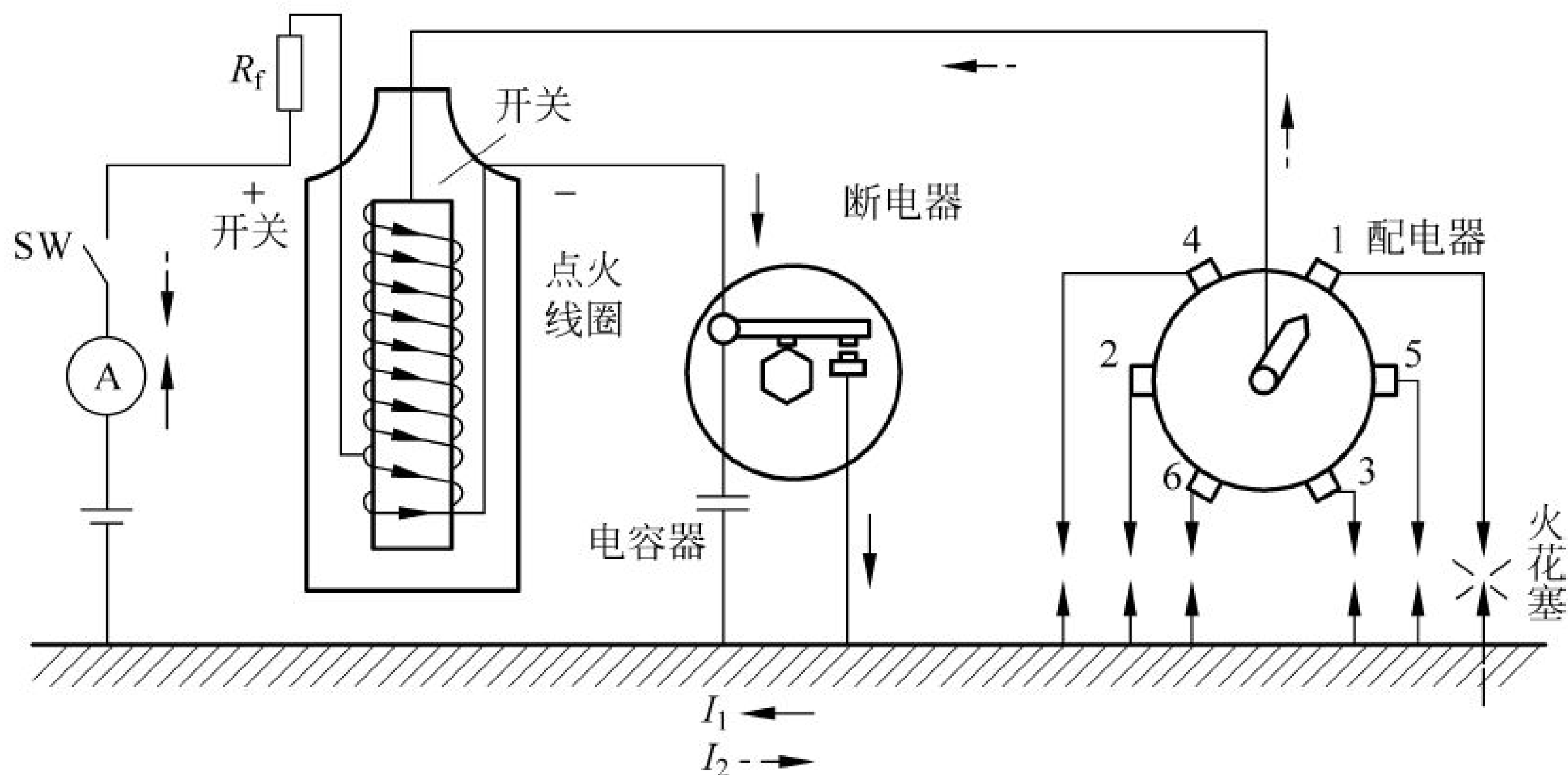


图3.27 传统点火系统的组成和工作原理

2. 传统点火系统的工作原理

在点火开关 SW 接通的情况下，当触点闭合时，点火线圈初级绕组中有电流流过。流过初级绕组的电流称为初级电流 I_1，初级电流 I_1 的路径(图 3.27 用实线表示)为：蓄电池正极→电流表→点火开关 SW→点火线圈“开关＋”接线柱→附加电阻 R_f→“开关”接线柱→点火线圈初级绕组→“－”接线柱→断电器触点→搭铁→蓄电池负极。初级电流在点火线圈的铁芯中形成磁场，电能转变为磁能。

当断电器凸轮将触点打开时，初级电路被切断，初级电流消失，它所形成的磁场也随之迅速变化，在两个绕组中都感应出电动势，磁能转变为电能。由于点火线圈次级绕组的匝数多，因而在次级绕组内就感应出 15～20kV 的电动势，它足以击穿火花塞的电极间隙，产生电火花点燃混合气。高压电流 I_2 的路径(图 3.27 中用虚线表示)为：次级绕组→“开关”接线柱→附加电阻 R_f→“开关＋”接线柱→点火开关 SW→电流表→蓄电池→搭铁→火花塞旁电极→火花塞中心电极→高压导线→配电器→高压导线→次级绕组。

流过火花塞的高压电流方向为旁电极到中心电极，如前所述，这样击穿电压低。高压电流的方向与点火线圈初、次级绕组的绕向有关。对负极搭铁的蓄电池，次线绕组和初级绕组绕向相同时，即可产生中心电极为负的高压电。

分电器轴每转一圈，各缸按点火顺序轮流点火一次。在点火过程中，与触点并联的电容器具有重要作用。这是因为触点打开磁场消失时，在初级绕组中也会产生 200～300V 的自感电动势，无电容器时，该自感电动势就会在触点间形成火花使触点烧蚀；同时该自感电动势的方向与原来初级电流的方向相同，使初级电路中的电流不能迅速中断，磁场消失也相应减慢，因而次级感应电动势大大降低。为了避免上述不良后果，在触点间并联一个电容器。当触点打开时，初级绕组中所产生的自感电动势向电容器迅速充电，触点间不再形成强烈的火花，延长了触点的使用寿命；同时触点打开后，初级绕组和电容器形成一振荡回路，充了电的电容器通过初级绕组进行振荡放电。当电容器第一次放电时，电流以相反的方向通过初级绕组，加速磁场的消失，使次级感应电动势显著提高。

由上述分析可知，在点火系统中有两个电路：初级电流 I_1 流经的电路为低压电路，而高压电流 I_2 流经的电路为高压电路。

重点与难点答疑

问题 1：能举例说明磁路欧姆定律定性分析的实际意义吗？

答：可以。例如，在工厂车间里，某个正常工作的机床会有时出现突然断电不工作的现象。经检查是拖动电机的继电接触控制电路的熔断器烧断了。那么，熔断器为什么会断呢？其中有一种原因就是交流接触器的动静铁芯之间被脱落的垫片(或螺母)卡住了，动铁芯不能正常回位，即吸合不上，磁路中有了空气隙，使磁路的磁通 R_m 增大，由磁路的欧姆定律 $\Phi=\dfrac{F}{R_m}=\dfrac{IN}{l/(\mu S)}$ 可知，为保持 Φ 为常数(受交流铁芯线圈电磁关系 $U=4.44fN\varphi_m$ 的约束)，势必使励磁电流 I 增大，从而导致熔断器被烧毁。

另外,从磁路欧姆定律也可看出:如果要得到同样的磁感应强度,采用磁导率高的铁芯材料,可以使电磁线圈的用铜量大为减少;如果在线圈中通有同样大小的励磁电流,要得到相同的磁通,采用磁导率高的铁芯材料,也可使铁芯的用铁量大为减少。这些概念在电机、变压器、电磁铁的设计、制造、维修中也很有用。

问题2:为什么在变压器的变换物理量的公式中有"近似等号"和"等号"之区分?

答:因为我们所熟知的变压器的变换电压、变换电流、变换阻抗的三个变换关系是忽略了一些次要因素而得来的。

(1) 电压变换关系式$\frac{U_1}{U_2}=\frac{N_1}{N_2}=K$(匝数比)

严格地说,应是变压器的一、二次绕组的感应电动势之比等于匝数之比,即$\frac{E_1}{E_2}=\frac{N_1}{N_2}=K$。当忽略了漏磁通的影响和绕组内阻的电压降时,则有空载时,$E_1\approx U_1$,$E_2\approx U_2$;而有载时$E_1\approx U_1$,$E_2\approx U_2$,所以应为$\frac{U_1}{U_2}\approx\frac{E_1}{E_2}=\frac{N_1}{N_2}=K$。显然变压器越接近空载运行该关系式越精确。

(2) 电流变换关系式$\frac{I_1}{I_2}=\frac{N_2}{N_1}=\frac{1}{K}$

该公式是在变压器的磁动势平衡方程中,忽略了空载电流I_0后才得到的关系式,所以也应为$\frac{I_1}{I_2}\approx\frac{N_2}{N_1}=\frac{1}{K}$。显然变压器越是满载或接近满载运行时,该关系式越精确。值得注意的是,当空载时由于变压器二次绕组的电流I_2等于零,因此这时不存在电流比的关系式。

(3) 阻抗变换关系式$|Z'_L|=K^2|Z_L|$

由于该公式是在前两个关系式的变换中得来的,所以该公式也是在忽略掉一、二次绕组的漏阻抗和空载励磁电流I_0,把变压器当作理想变压器的情况下得出来的。

问题3:直流电磁铁与交流电磁铁有什么区别?它们的供电电源可以互换吗?

答:现将它们的区别列于表3.2中。

表3.2 直流电磁铁与交流电磁铁的区别

	直流电磁铁	交流电磁铁
供电电源	直流电	交流电
结构	铁芯是整块软磁材料,电磁线圈导线较粗	铁芯用硅钢片叠成,电磁线圈导线较细,极靴上有分磁环
吸力	$F=\frac{10^7}{8\pi}B_0^2S_0$	$F=\frac{1}{T}\int_0^T f\mathrm{d}t=\frac{10^7}{16\pi}B_m^2S_0$
吸合进程	吸合前后励磁电流$I=\frac{U}{R}$不变。吸合前后随空气隙的减小,电磁吸力F增加	吸合前后由于φ_m不变,因此电磁吸力F不变,吸合前后随空气隙的减小,励磁电流下降

如果把一个交流电磁铁接在同样大小的直流电源上,由于直流电产生恒定磁通,则在电磁线圈中没有了感应电动势与之相平衡(或者说没有了交流感抗,相当于把全部电源电压加在了电阻很小的线圈上,将产生很大的直流励磁电流把电磁线圈烧毁)。

反过来，如果把直流电磁铁接在同样大小的交流电源上，由于增加了交流感抗，则使励磁电流减小，从而造成电磁吸力不足；同时，由于增加了铁芯损失也引起铁芯发热。因此，上述两者供电电源不能互相交换，或者用错。

练　习　题

3-1　什么是磁性材料(即铁磁材料)和非磁性材料？

3-2　说明铁磁材料的磁性能及什么是硬磁材料和软磁材料？

3-3　变压器的铁芯起什么作用？不用铁芯行不行？为什么铁芯要用硅钢片叠成？

3-4　变压器能否变换直流电压？为什么？如果变压器的一次绕组接上和交流额定电压相等的直流电压，将会出现什么后果？

3-5　要制作一台 220V/110V 的单相变压器，有人为节省导线，问能否一次绕组只绕 2 匝，二次绕组 1 匝，为什么？

3-6　已知某单相变压器的容量是 180kV·A，电压是 6300/230V，试求一、二次额定电流。这台变压器能否接入功率为 150kW，功率因数为 0.8 的感性负载？

3-7　直流铁芯线圈与交流铁芯线圈在结构上有什么区别？为什么？

3-8　在电压相等(交流电压指有效值)的情况下，如果把直流电磁铁接到交流电源上，或把交流电磁铁接到直流电源上，会出现什么后果？为什么？

3-9　试分析交流电磁铁和直流电磁铁在吸合过程中各自电路的阻抗、电流、磁路的磁阻、磁通和电磁吸力的变化情况。

3-10　有一铁芯线圈，试分析铁芯中的磁感应强度、线圈中的电流和铜损在下列几种情况下将如何变化？

(1) 直流励磁，铁芯截面加倍，线圈的电阻和匝数以及电源电压保持不变。

(2) 交流励磁，铁芯截面加倍，线圈的电阻和匝数以及电源电压保持不变。

(3) 直流励磁，线圈匝数加倍，线圈的电阻及电源电压保持不变。

(4) 交流励磁，线圈匝数加倍，线圈的电阻及电源电压保持不变。

假设在上述各种情况下，B 和 H 近似成正比变化，在交流励磁下电源电压与感应电动势在数值上近于相等，且忽略磁滞与涡流，铁芯是闭合的，截面是均匀的。

3-11　有一直流电磁铁如图 3.28 所示，铁芯和衔铁均由铸钢制成，铁芯上绕有 1000 匝线圈，铁芯和衔铁的截面积相同，$S=2\text{cm}^2$。铁芯与衔铁的总平均长度 $L=30\text{cm}$，空气隙总长度 $L_0=0.1\text{cm}$。现欲产生 60N 的吸力，试问线圈中应通入多大的电流？吸合后吸力又是多少？

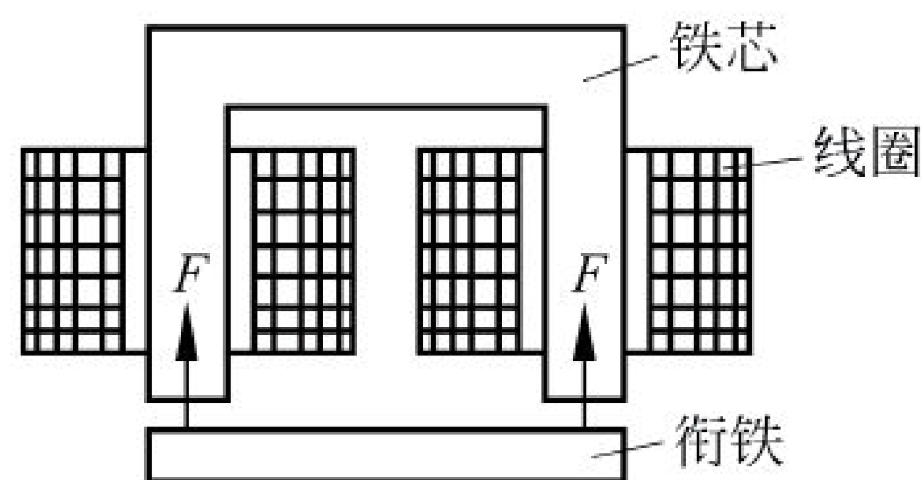


图 3.28　题 3-11 图

3-12　某单相变压器一次绕组 $N_1=460$ 匝，接于 220V 的交流电源上，空载电流略去不计。现二次侧需要三个电压，$U_{21}=110\text{V}$，$U_{22}=36\text{V}$，$U_{23}=6.3\text{V}$，电流分别为 $I_{21}=0.2\text{A}$，$I_{22}=0.5\text{A}$，$I_{23}=1\text{A}$，负载均为电阻性的。试求：

(1) 二次绕组匝数 N_{21}、N_{22}、N_{23}；

(2) 变压器一次电流是多少？其容量至少为多少？

3-13　在图3.29中，将 $R_L=8\Omega$ 的扬声器接在输出变压器的二次侧，已知 $N_1=900$ 匝，$N_2=300$ 匝，信号源电动势 $E=6V$，$R_s=100\Omega$，试求信号源输出功率。

3-14　在图3.30中，输出变压器的二次绕组有中间抽头，以便接8Ω或3.5Ω的扬声器，两者都能达到阻抗匹配，试求二次绕组两部分匝数之比。

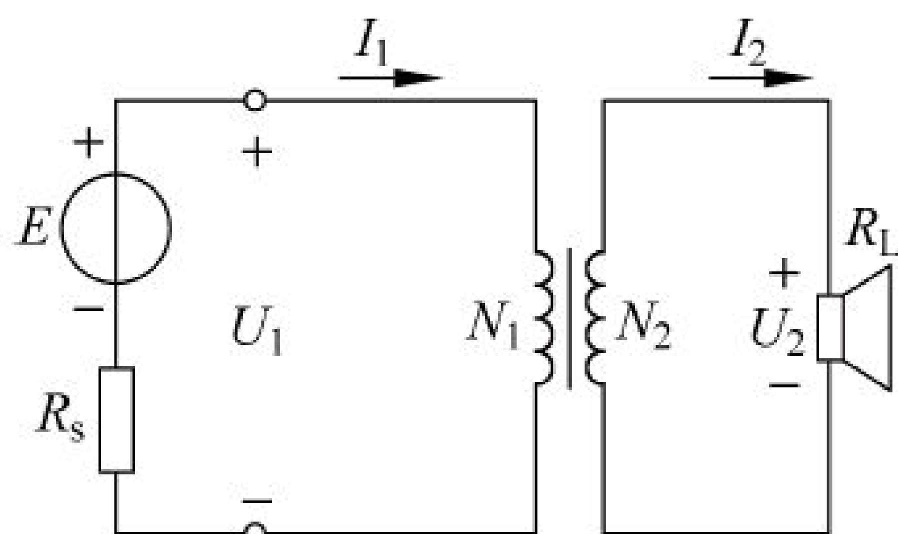


图3.29　题3-13图

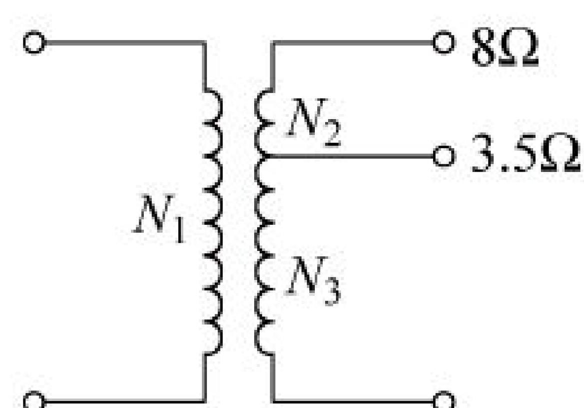


图3.30　题3-14图

3-15　有一单相变压器，容量为10kV·A，电压为3300V/220V，现在二次侧接上60W、220V的白炽灯，如果变压器在额定情况下运行，这种电灯可以接多少个？并求一、二次侧的额定电流。

3-16　在图3.31中，当闭合S时，画出两回路中电流的实际方向，并解释原因。

3-17　某电源变压器如图3.32所示，试分别画出能得到2V、4V、5V、8V的电路接线图。

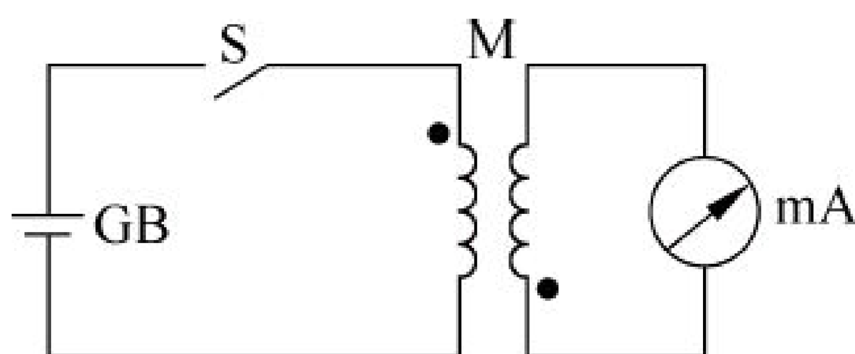


图3.31　题3-16图

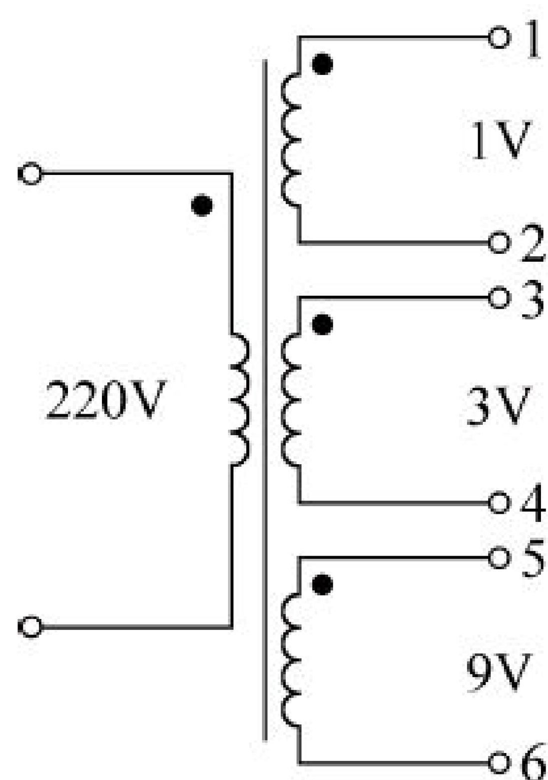


图3.32　题3-17图

自我测验题

(共70分，80分钟)

一、填空题(每空1分，共32分)

1. 通常把磁通所经过的路径称为________。

2. 有铁芯的线圈加入交流电时，绕组中电流的热效应引起的损耗称为________损耗；交变磁场在铁芯中所引起的________损耗和________损耗合称为________损耗。

3. 变压器的主体结构是由________和________两大部分构成。变压器是既能________变换、又能________变换、还能________变换的电气设备。

4. 自然界的物质根据导磁性能的不同一般可分为________物质和________物质两大类。其中________物质内部无磁畴结构，而________物质的相对磁导率远远大于 1。

5. 铁磁性材料的磁性能主要有________、________和________。

6. 直流铁芯线圈的磁动势以及产生的磁通是恒定不变的，因此励磁电流________。

7. 交流接触器、继电器在额定电压下不允许长期在有气隙的状态下工作是因为此时线圈电流比线圈的额定电流________，________将被烧毁。

8. 变压器原、副边线圈匝数比称为________，当其________ 1 时，该变压器为________变压器；反之，当其________ 1 时，该变压器为________变压器。

9. 变压器有载运行时，副边电流的大小由________的大小决定。原边电流的大小又取决于________，因此，变压器原边电流的大小取决于负载的需要。当负载需要的功率增大时，即 I_2U_2 增大时，I_1U_1 将________。

10. 发电厂向外输送电能时，应通过________变压器将发电机的出口电压进行变换后输送；变电所向用户分配电能时，需通过________变压器将输送的________变换后供应给用户。

11. 汽车上的继电器是一种________的电磁开关。

二、判断题（每小题 1 分，共 8 分）

1. 变压器的损耗越大，其效率就越低。（　　）
2. 磁导率是衡量物质导磁能力的物理量。（　　）
3. 防磁手表的外壳是用铁磁性材料制作的。（　　）
4. 变压器只能对交流电进行变换，不能对直流电进行变换。（　　）
5. 电机、电器的铁芯通常都是用软磁材料制作的。（　　）
6. 汽车上的点火线圈属于直流铁芯线圈的范畴。（　　）
7. 磁场强度 H 的大小不仅与励磁电流有关，还与介质的磁导率有关。（　　）
8. 铁芯线圈接到交流电源上就是交流铁芯线圈。（　　）

三、选择题（每小题 2 分，共 10 分）

1. 变压器若带感性负载，从轻载到满载，其输出电压将会（　　）。
A. 升高　　B. 降低　　C. 不变　　D. 无法判定

2. 变压器从空载到满载，铁芯中的工作主磁通将（　　）。
A. 增大　　B. 减小　　C. 基本不变　　D. 无法判定

3. 直流铁芯线圈通入直流电时，以下说法正确的是（　　）。
A. 只有铜损　　B. 只有铁损
C. 既有铁损又有铁损　　D. 无法判定

4. 交流铁芯线圈通入直流电时，以下说法正确的是（　　）。
A. 只有铜损　　B. 只有铁损
C. 既有铁损又有铁损　　D. 无法判定

5. 若电源电压高于额定电压，则变压器空载电流和铁损比原来的数值将（　　）。
A. 减少　　B. 增大　　C. 不变　　D. 无法判定

四、计算分析题(共20分)

1. 一台单相变压器,接在 $U_1=20\text{kV}$ 的交流电源上,空载运行时它的副边电压 $U_2=400\text{V}$,则变比 K 是多少?若已知 $N_2=30$ 匝,求 N_1 是多少?(6分)

2. 有一变压器,$U_1=360\text{V}$,$U_2=36\text{V}$,如果接入一个36V、72W的灯泡,求原、副边电流各是多少?相当于在原边接上一个多大的电阻?(8分)

3. 已知输出变压器的变比 $K=10$,副边所接负载电阻为 8Ω,原边信号源电压为10V,内阻 $R_0=200\Omega$,求负载上获得的功率。(6分)

第 4 章

汽车中的电机

学习要求：通过本章的学习，要求学习者应达到如下目标：

（1）掌握三相异步电动机的结构、工作原理与使用。

（2）理解三相同步交流发电机的结构、工作原理。

（3）掌握直流电动机的结构、工作原理与使用。

（4）了解步进电机的结构和工作原理。

4.1 三相交流异步感应电动机

电机是实现能量转换与信号转换的电磁设备。将机械能转换为电能的电机称为发电机；将电能转换为旋转机械能的电机称为电动机。电动机种类很多，其中三相异步电动机以其结构简单、使用方便、运行可靠、成本低廉等优点，在各种生产机械的电力拖动中得到广泛应用。但是近年来由于功率半导体器件和控制技术的进步，作为电动汽车中的电机驱动系统，三相交流异步电动机驱动系统与直流电动机驱动系统相比，已显示出它的强大生命力。

4.1.1 三相异步电动机的基本结构

三相异步电动机的结构如图 4.1 所示，它由定子和转子两个基本部分组成。

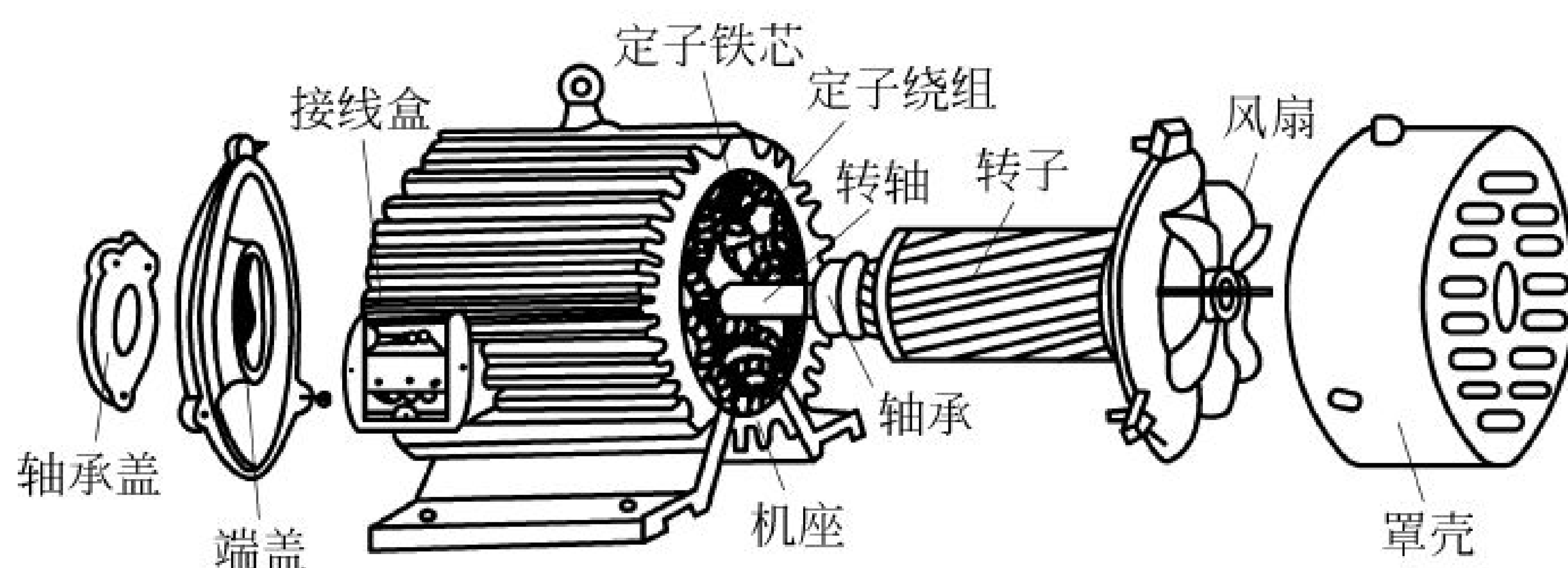


图 4.1 三相笼型异步电动机的组成部件

1. 定子

三相异步电动机的定子主要由机座、定子铁芯和定子绕组组成，如图 4.2 所示。

机座一般由铸铁或铸钢制成，用来固定电动机。机座两端的端盖，其中央部分装有轴

承,供支承转子转轴和防护外物的侵入。

定子铁芯是由多片环状硅钢片叠压而成,固定在机座内,铁芯内表面冲有均匀分布且与轴平行的凹槽。

定子绕组由匝数、形状和尺寸相同的三相绕组 AX、BY、CZ 按一定的规律嵌放在铁芯内表面的槽中。三相绕组的六个出线端都引到机座外侧接线盒内的接线柱上,接线柱的布置如图 4.3 所示。三相定子绕组根据电源电压和电动机额定电压可以接成星形(Y)或三角形(△)。

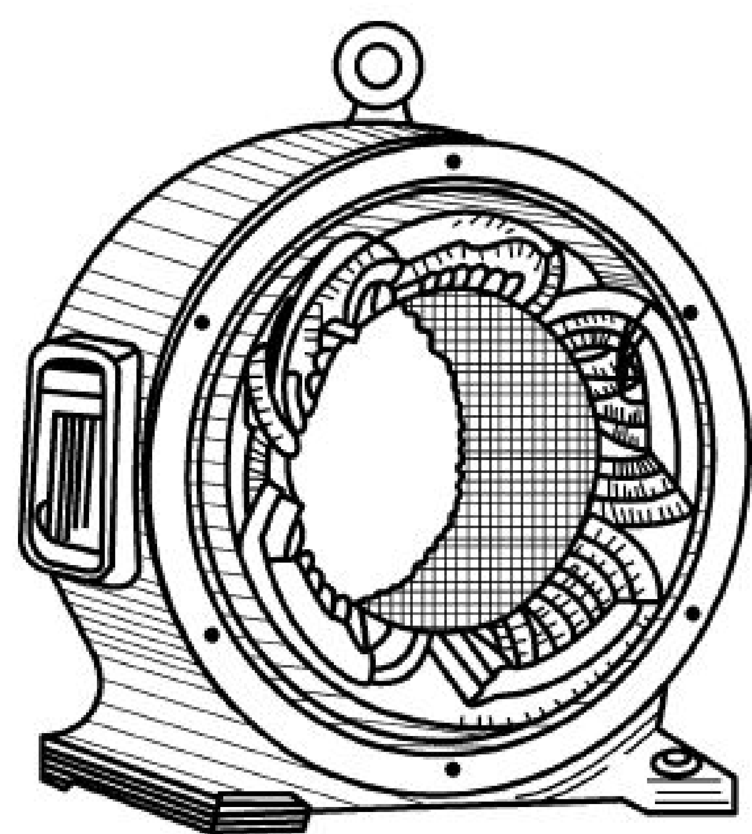
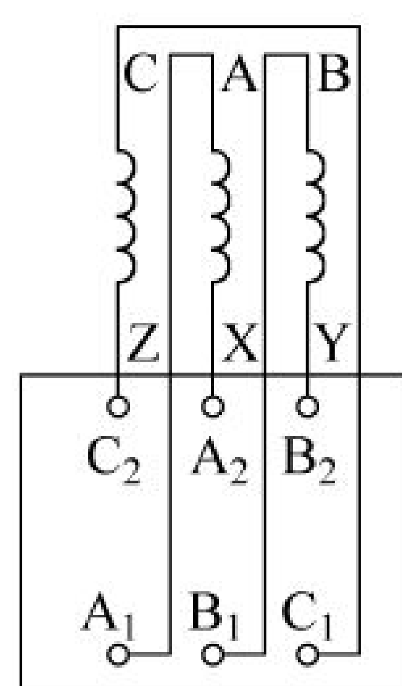
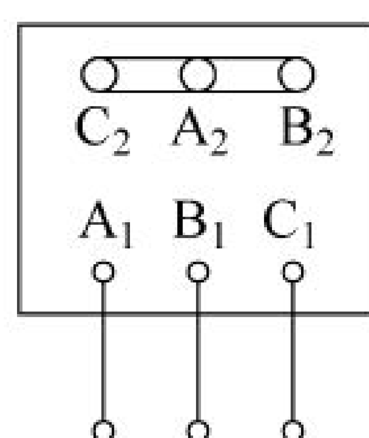


图 4.2 定子构造





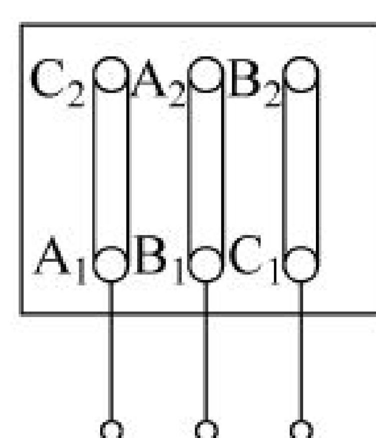


图 4.3 接线

(a) 内部接线;(b) Y联接;(c) △联接

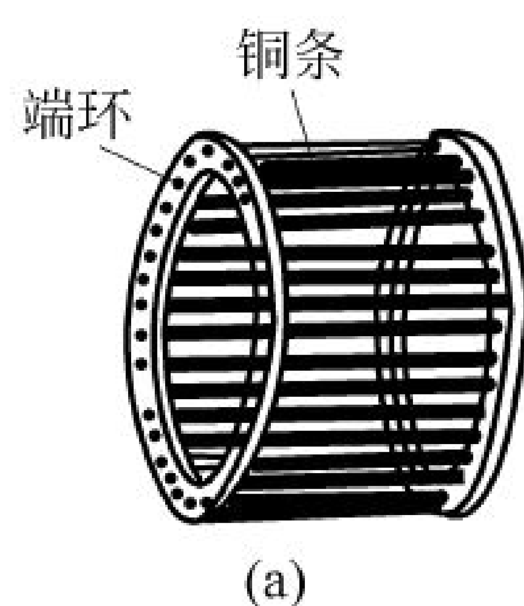
2. 转子

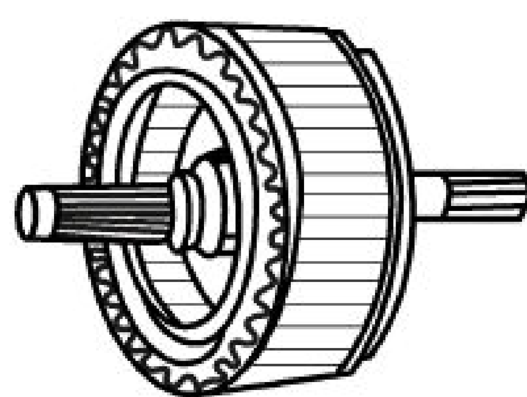
三相异步电动机的转子主要由转轴、转子铁芯和转子绕组组成。

转子铁芯由多片硅钢片叠压成圆筒形状,固定在转轴上。铁芯外表面冲有许多均匀分布的槽,槽内嵌放着转子绕组。

根据转子绕组构造的不同,三相异步电动机分为笼型和绕线转子两种。

(1) 笼型异步电动机的转子铁芯槽内嵌放的是铜条,两端分别用铜环焊接起来,自成闭合回路。中小功率的笼型异步电动机的转子导体,一般采用铸铝与冷却用的风扇叶片一次浇铸成形,如图 4.4 所示。如果去掉铁芯,整个绕组的外形就像一个圆笼,故称为笼型转子。





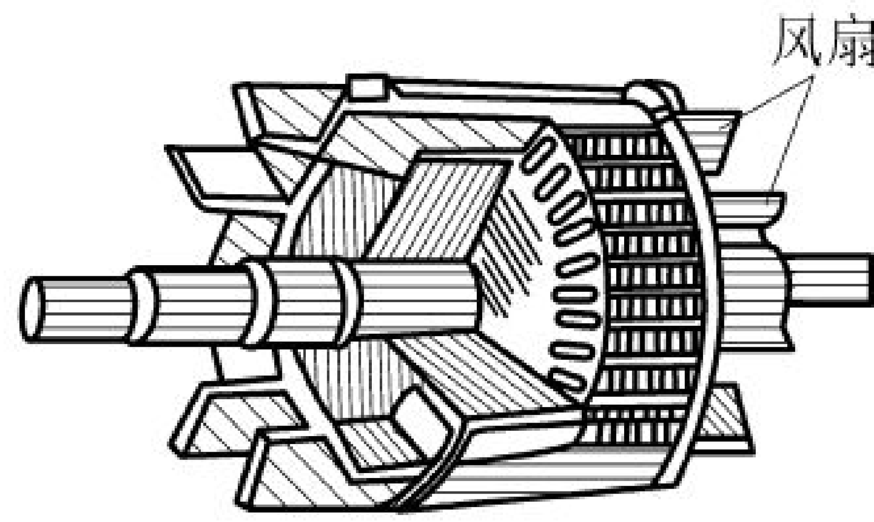


图 4.4 笼型转子

(a) 笼型绕组;(b) 铜条转子;(c) 铸铝转子

(2) 绕线转子异步电动机的转子绕组与定子绕组一样,也是三相绕组,只是将其连成星形。它的三个首端分别固定在转轴上的三个彼此绝缘的铜制滑环上,在每个滑环上用弹簧

压着碳质电刷，以便与外部三相变阻器联接，如图 4.5 所示。

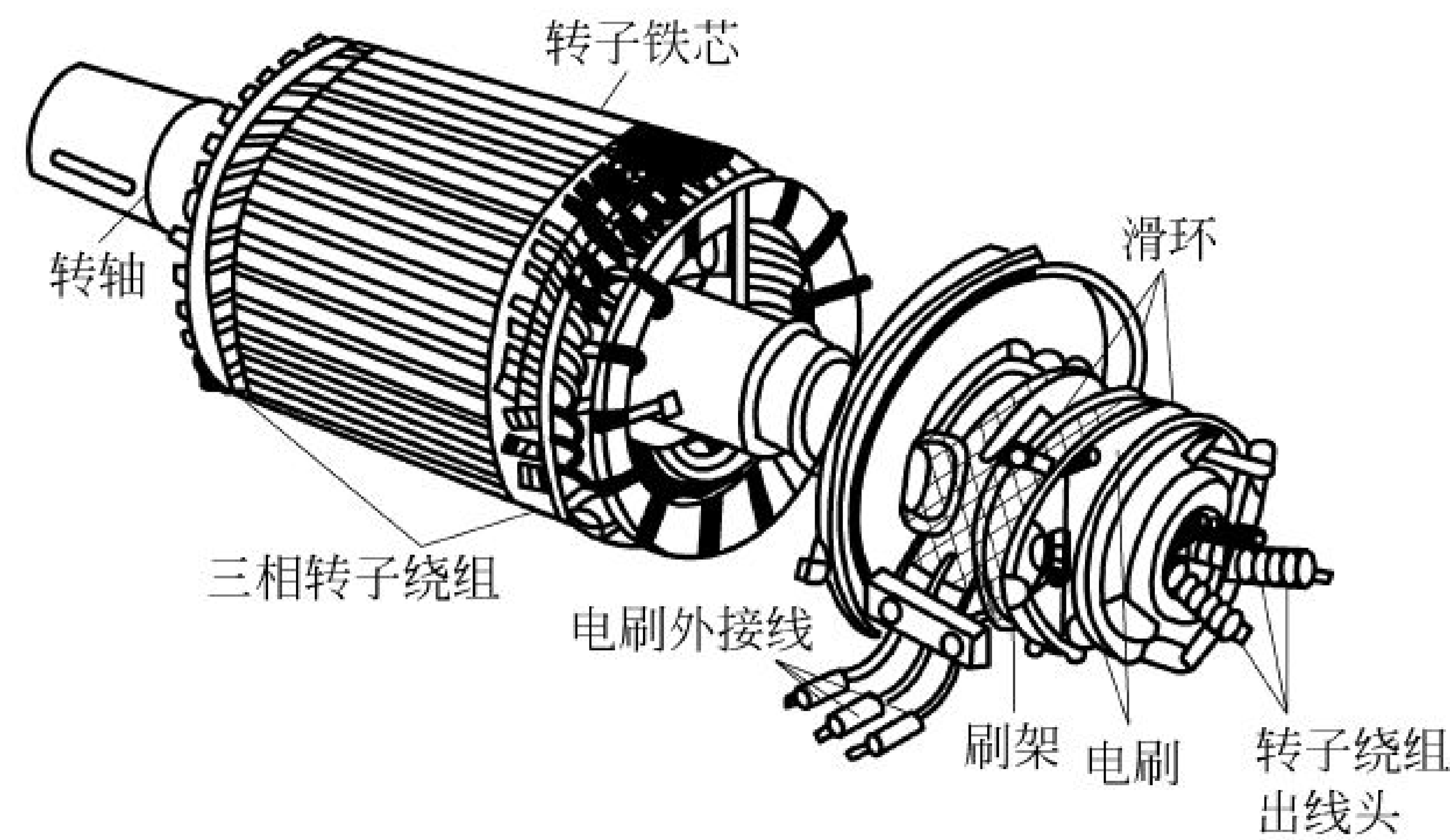


图 4.5　绕线转子

转子的转轴是用圆钢制成，用于传送机械功率。为了保证转子能可靠地自由旋转，定子铁芯与转子铁芯之间留有尽可能小的空气隙，中小型电动机的空气隙为 0.2～1mm。

4.1.2　三相异步电动机的工作原理

三相异步电动机同其他电动机一样：导体被磁场切割，会在导体中产生感应电动势；载流导体与磁场相互作用，使载流导体受力而运动的理论基础上。三相异步电动机的磁场是旋转磁场。

1. 旋转磁场

(1) 旋转磁场的产生

三相异步电动机的旋转磁场是三相电流通入三相定子绕组产生的。为了便于说明问题，定子三相绕组 AX、BY、CZ 放置在铁芯槽中位置如图 4.6(a)所示，每相绕组两端相差 180°，三相绕组在空间上彼此互差 120°。

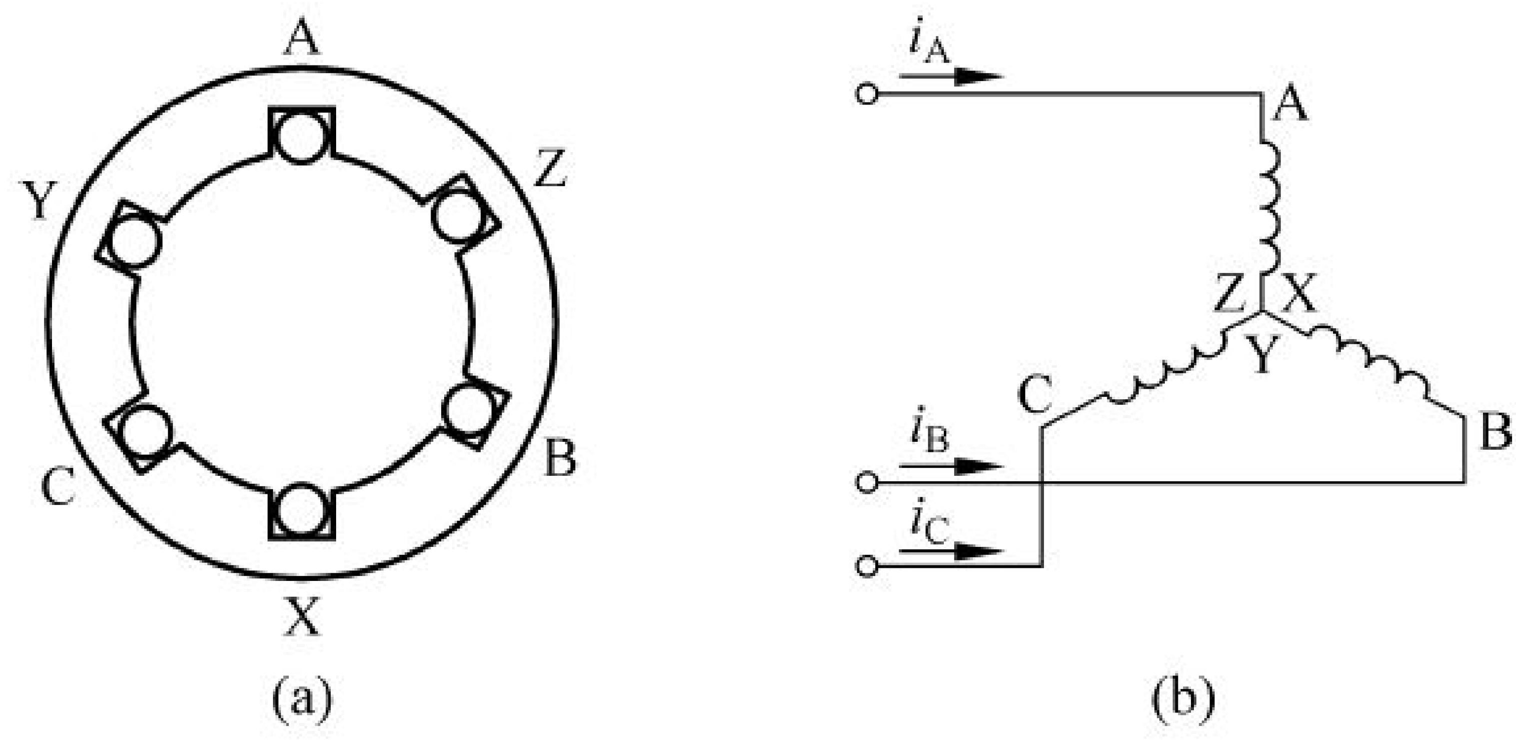


图 4.6　定子三相绕组
(a) 放置图；(b) 接线图

设三相绕组联接成星形，如图 4.6(b)所示，接入三相交流电源，构成一对称三相交流电路。在图示的参考方向下，三相绕组中通入三相对称电流

$$i_A = I_m \sin\omega t$$
$$i_B = I_m \sin(\omega t - 120°)$$

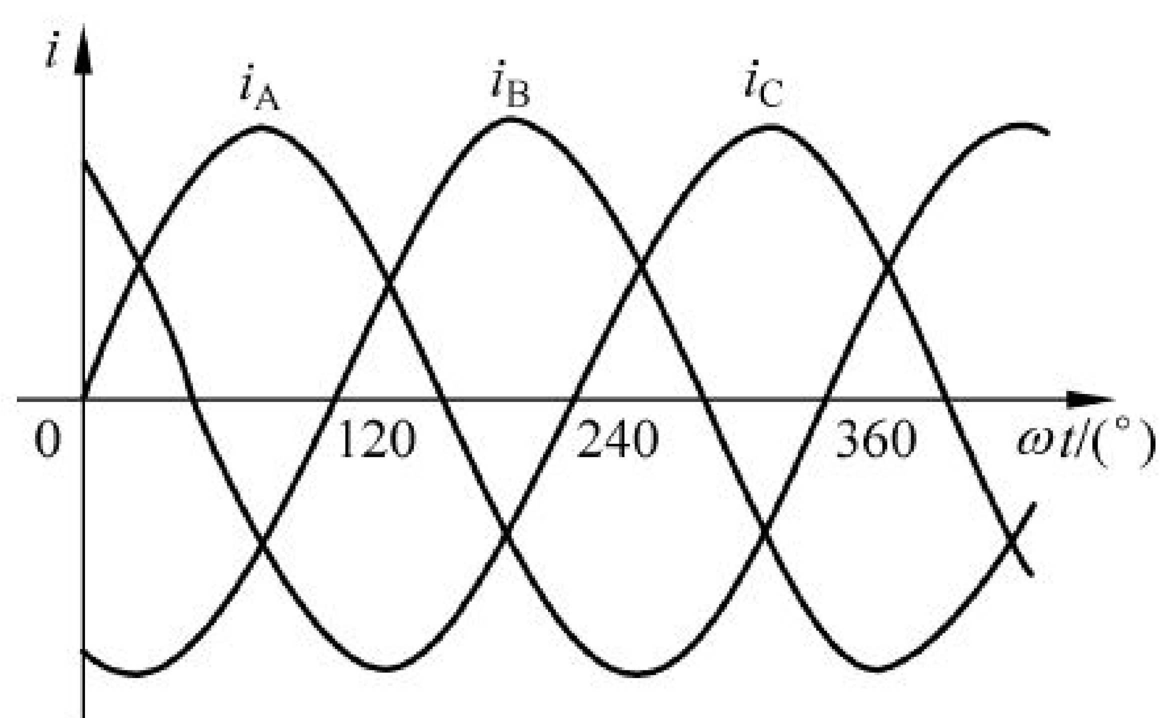


图 4.7 三相电流

$$i_C = I_m \sin(\omega t - 240°)$$

其波形如图 4.7 所示。

在 $\omega t = 0°$ 时，$i_A = 0$，AX 绕组中没有电流；$i_B < 0$，其实际方向与参考方向相反，即 i_B 从 Y 端流入(用⊗表示)，从 B 端流出(用⊙表示)；$i_C > 0$，其实际方向与参考方向相同，即 i_C 从 C 端流入，从 Z 端流出。根据右手螺旋定则，它们产生的合成磁场如图 4.8(a)中虚线所示，它具有一对(两个)磁极，上面是 N 极，下面是 S 极。

在 $\omega t = 120°$ 时，$i_A > 0$，电流从 A 端流入，从 X 端流出；$i_B = 0$，BY 绕组中没有电流；$i_C < 0$，电流从 Z 端流入，从 C 端流出。根据右手螺旋定则，它们产生的合成磁场如图 4.8(b)所示，仍是一对(两极)磁场，但在空间上已沿顺时针方向旋转了 120°。

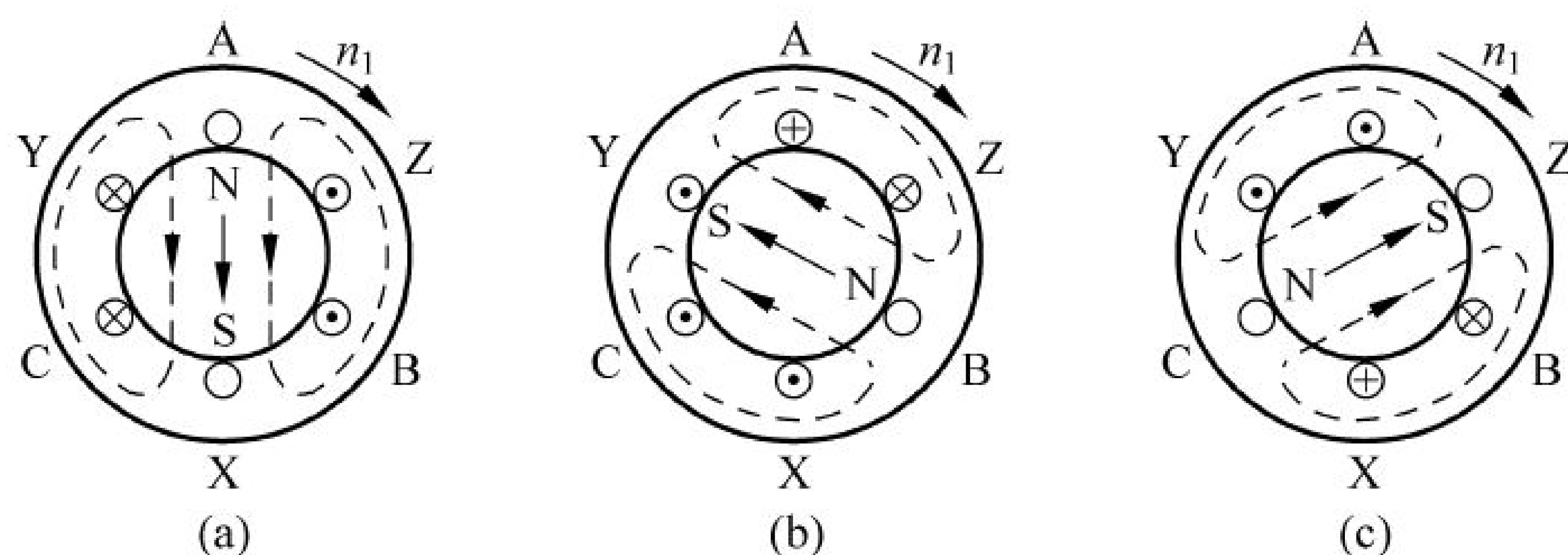


图 4.8 两极旋转磁场

(a) $\omega t = 0°$；(b) $\omega t = 120°$；(c) $\omega t = 240°$

同理，可以继续分析其他瞬时的合成磁场。例如，$\omega t = 240°$ 时的合成磁场如图 4.8(c)所示。由此可见，定子三相绕组通入三相对称电流，就会产生旋转磁场。

(2) 旋转磁场的转向

定子三相绕组在定子铁芯排列位置是固定不变的。三相电流通入定子绕组的相序是 A→B→C，其产生的旋转磁场的转向是按顺时针方向旋转。当通入定子绕组的三相电流的相序是 C→B→A，再用上面的方法分析，可以看到旋转磁场也反方向旋转了。因此得到结论：旋转磁场的转向与三相电流的相序一致。若要改变旋转磁场的转向，只要任意对调三根电源线中的两根线即可。

(3) 旋转磁场的转速

旋转磁场的转速称为同步转速，用 n_1 表示。

上面对一对(2 个)磁极的旋转磁场分析中可知，当电流变化一个周期时，旋转磁场在空间位置上转了一圈，若电流频率为 f_1，则其旋转磁场每分钟的转速 $n_1 = 60 f_1$。

如果三相绕组的联接方法如图 4.9 所示，每相绕组有两个线圈串联，三相绕组首端在空间上依次相差 60°放置，当通入对称三相电流后，将产生两对(4 个)极的旋转磁场。从图中可以看出，当电流从 0°变化到 180°，旋转磁场在空间上旋转了 90°，是一对磁极的旋转磁场转速的一半，即 $n_1 = 60 f_1 / 2$。

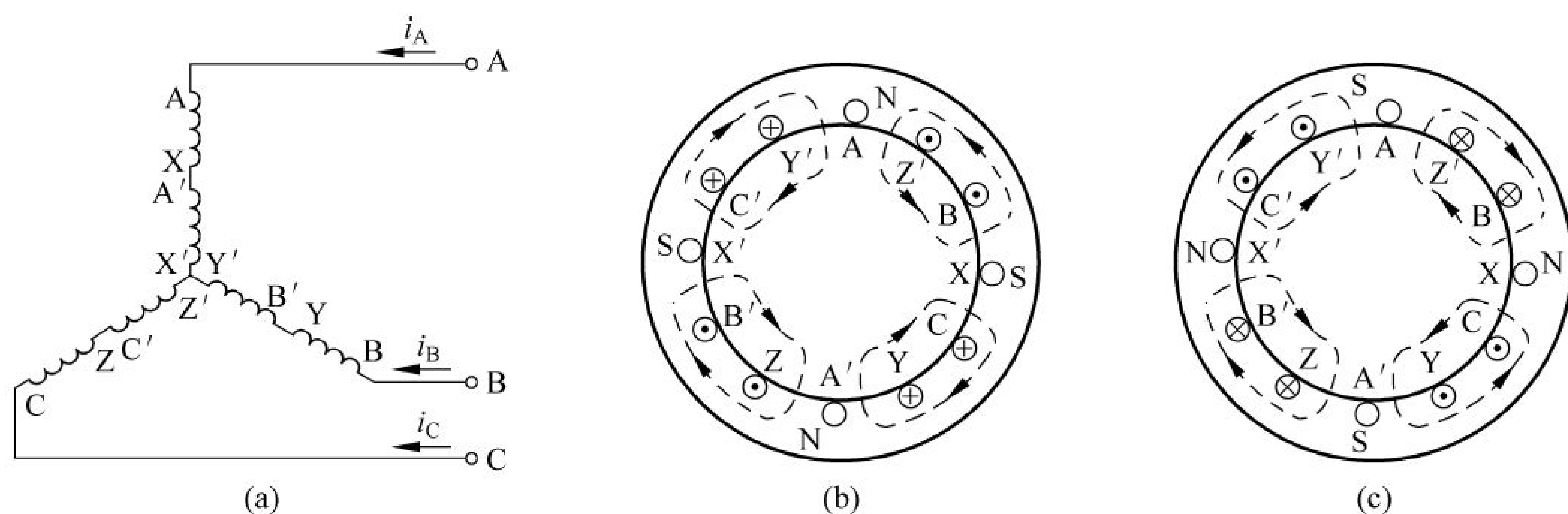


图 4.9　四极旋转磁场

(a) 绕组接法；(b) $\omega t=0°$；(c) $\omega t=180°$

以此类推，若旋转磁场有 p 对磁极，则旋转磁场的转速为

$$n_1=\frac{60f_1}{p} \tag{4.1}$$

2. 转动原理

三相异步电动机接通三相电源后，定子绕组通入三相电流，产生转速为 n_1 的旋转磁场，转子跟着转动起来。

为了形象地说明其转动原理，用一对旋转磁极替代旋转磁场，笼型转子只画出上、下两根导体，如图 4.10 所示。设磁极按顺时针方向，以 n_1 速度旋转，转子导体与旋转磁极有相对运动而产生感应电动势 e_2，因转子导体闭合，所以转子导体中有电流 i_2 通过。转子导体中的感应电动势由右手定则确定。在这里应用右手定则时，可假设旋转磁极不动，而转子导体逆时针方向切割磁场，在 N 极下的转子导体感应电动势和电流是穿出纸面的(用⊙表示)；在 S 极下的转子导体感应电动势和电流是进入纸面的(用⊗表示)。转子导体电流与旋转磁场相互作用产生电磁力 F，其方向可用左手定则确定，如图 4.10 所示。上下电磁力对转轴形成顺时针方向的电磁转矩 T，驱动转子沿着旋转磁场的转向旋转，其转速用 n 表示，在轴上输出机械功率。异步电动机转子转向与旋转磁场转向相同，而且转子转速 n 总是低于旋转磁场转速 n_1。这是因为，如果 $n=n_1$，转子与旋转磁场没有相对运动，转子导体就不会有感应电动势和电流，也就没有驱动转子旋转的电磁转矩。转子失去动力，就开始减速，一旦 $n<n_1$ 时，转子导体与旋转磁场之间又有相对运动，又产生电磁转矩，如此反复。使转子转速总是低于旋转磁场的转速。由于 $n\neq n_1$，这种电动机称为异步电动机，又由于转子导体电流是由于电磁感应而产生的，故又称为感应电动机。

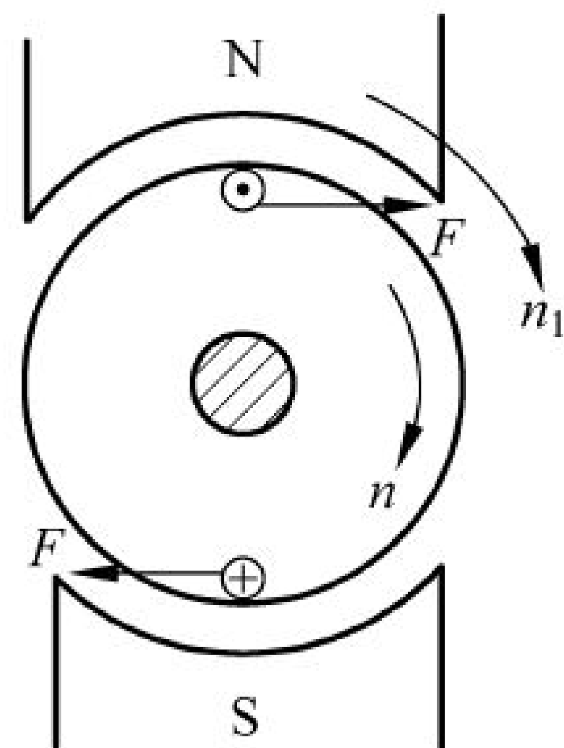


图 4.10　异步电动机转动原理

异步电动机转子与旋转磁场的转速差 $\Delta n=n_1-n$ 与同步转速 n_1 的比值称为转差率，用 s 表示。

$$s = \frac{\Delta n}{n_1} = \frac{n_1 - n}{n_1} \tag{4.2}$$

转差率是分析异步电动机运行的重要参数。当异步电动机接通电源、转子尚未转动的起动瞬间,$n=0$,$s=1$;随着转子转速 n 升高,转差率 s 下降;正常运行中的异步电动机的转差率 $0 \leqslant s < 1$;异步电动机的额定负载下的转差率 s_N 为 0.02~0.06。

【例 4.1】 某三相异步电动机,额定转速 $n_N=1460\text{r/min}$,电源频率 $f_1=50\text{Hz}$,求该电动机的磁极对数、同步转速和额定转差率。

解:在额定负载下,转差率很小,额定转速接近于同步转速,且 $n_1>n_N$,可推知同步转速 $n_1=1500\text{r/min}$。

磁极对数 $$p=\frac{60f_1}{n_1}=\frac{60\times 50}{1500}=2$$

额定转差率 $$s_N=\frac{n_1-n_N}{n_1}=\frac{1500-1460}{1500}\approx 0.027$$

4.1.3 三相异步电动机的机械特性与运行状态

1. 机械特性

(1) 电磁转矩

通过前面分析,异步电动机的电磁转矩是由旋转磁场与转子电流相互作用产生的,即

$$T = K\Phi I_2 \cos\varphi_2 \tag{4.3}$$

式中,K 是一个由电动机本身结构决定的常数;Φ 是旋转磁场每极主磁通。由于转子电流滞后于转子感应电动势,只有转子电流的有功分量 $I_2\cos\varphi_2$ 做功,将输入电能转换为轴上输出的机械功率。

三相异步电动机定子绕组所加电源频率 f_1 不变时,旋转磁场的主磁通 Φ 正比于电源电压 U_1。转子电流是转子导体切割旋转磁场产生的,也是正比于电源电压 U_1 的;转子电路是由转子电阻和漏电抗组成,转子导体与旋转磁场相对速度不同,使得转子感应电动势、转子漏电抗、转子电流大小和相位不同,与转差率 s 有关。通过对定子电路和转子电路的理论分析后,式(4.3)可表示为(推导略)

$$T = K_T \frac{sR_2}{R_2^2 + (sX_{20})^2} U_1^2 \tag{4.4}$$

式中,K_T 为常数;R_2 是转子每相绕组的电阻;X_{20} 是转子不动($n=0$)时的转子每相漏电抗;s 是转差率;U_1 是定子每相电压。

(2) 固有机械特性

三相异步电动机的机械特性是指在定子电压、频率等参数固定的条件下,电磁转矩 T 与转速 n(或转差率 s)之间的函数关系。

三相异步电动机在电压、频率均为额定值不变,定转子回路不串任何电路元件条件(对如鼠笼转子,这一条件自然成立)下的机械特性,称为固有机械特性,其 T-s 曲线(也即 T-n 曲线)如图 4.11 所示。其中曲线 1 为电源正相序时的,曲线 2 为负相序时的。

从图 4.11 中看出三相异步电动机固有机械特性不是一条直线,它具有以下特点:

(1) 在 $0<s\leqslant 1$,即 $0\leqslant n<n_1$ 的范围内,特性曲线在第Ⅰ象限,电磁转矩 T 和转速 n 都为正,从正方向规定判断,T 与 n 同方向,n 与同步转速 n_1 同方向。电动机工作在这范围内是电动状态。

(2) 在 $s<0$ 范围内,$n>n_1$,特性曲线在第Ⅱ象限,电磁转矩为负值,是制动性转矩,电磁功率也是负值,是发电制动状态。机械特性在 $s<0$ 和 $s>0$ 两个范围内近似对称。

(3) 在 $s>1$ 范围内,$n<0$,特性曲线在第Ⅳ象限,$T>0$,也是一种制动状态。

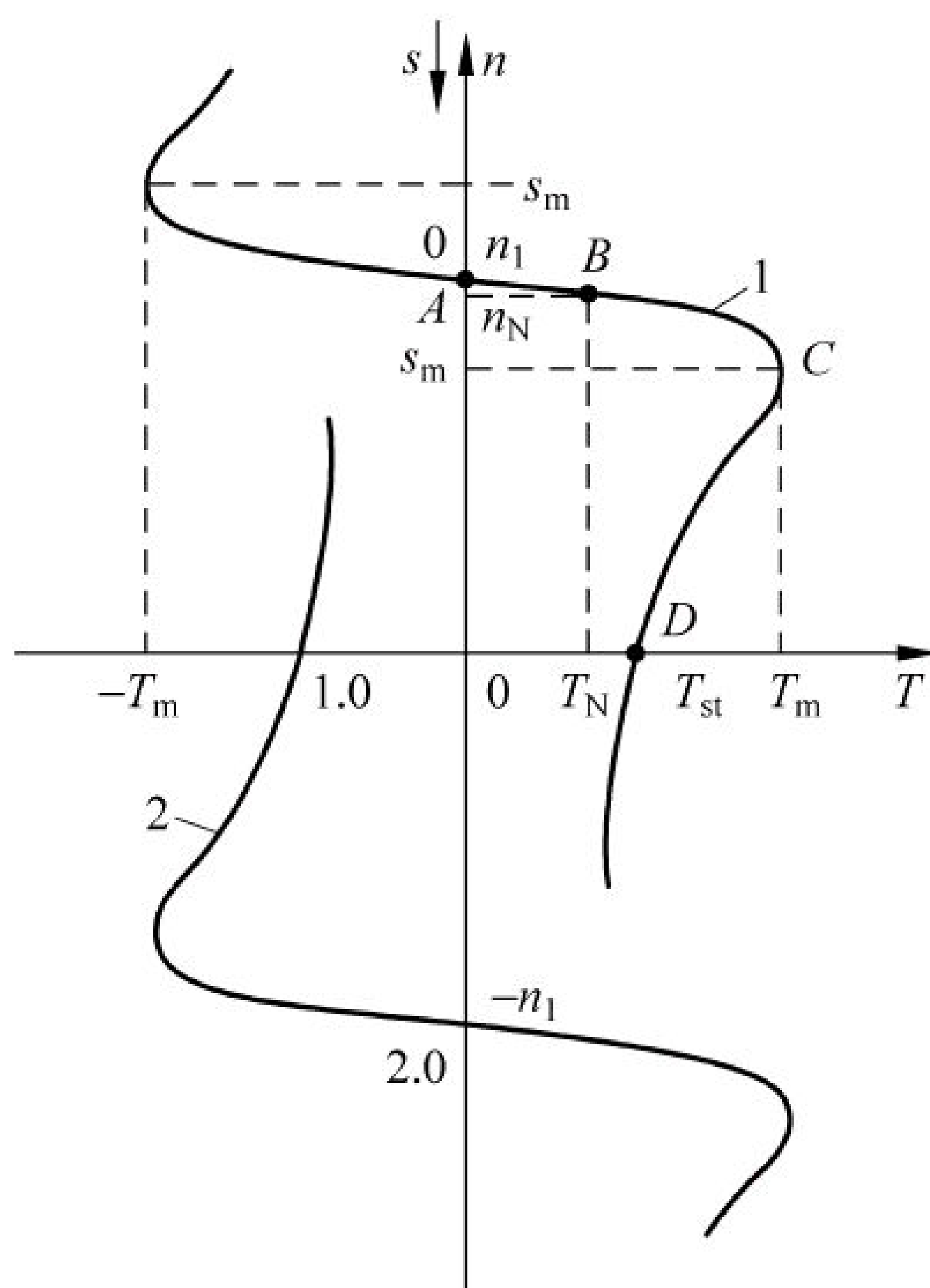


图 4.11　三相异步电动机固有机械特性

在第Ⅰ象限电动状态的特性上,B 点为额定运行点,其电磁转矩与转速均为额定值,其中 T_N 称为额定电磁转矩,它是电动机轴上带动额定负载时的工作状态

$$T_N = 9550\frac{P_N(\mathrm{kW})}{n_N(\mathrm{r/min})}\quad(\mathrm{N\cdot m})\tag{4.5}$$

A 点 $n=n_1$,$T=0$ 为理想空载运行点。C 点为电磁转矩的最大点,它对应的 T_m 称为最大转矩,它表示了电动机的过载能力。D 点 $n=0$,是起动点,它对应的 T_{st} 称为起动转矩,它表示了电动机的起动能力。

2. 运行状态

从三相异步电动机的固有机械特性分析可知,三相异步电动机的固有机械特性遍布于 T-n 坐标平面的四个象限。同样,交流电力驱动系统运行时,在拖动各种不同负载的条件下,若改变三相异步电动机电源电压的大小、相序或频率,三相异步电动机就会在四个象限的各种不同运行状态下运行。三相异步电动机各种运行状态的定义方法与直流电动机是一致的。当电磁转矩 T 与转速 n 的方向一致时,电动机运行于电动状态;当 T 与 n 的方向相反时,电动机运行于制动状态。制动运行状态中,根据 T 与 n 的不同情况,又分为再生制动、能耗制动、反接制动和倒拉反转制动,在电动汽车的驱动系统中,要求车辆减速时,最好采用再生制动方法。

(1) 电动运行

图 4.12 所示为三相异步电动机机械特性。当电动机工作点在第Ⅰ象限时,例如 A 点,电动机为正向电动运行状态(例如驱动电动汽车前进)。当工作点在第Ⅲ象限时,例如 B 点,电动机为反向电动运行状态(例如驱动电动汽车倒车)。电动运行状态下,电磁转矩为驱动转矩。

(2) 再生制动状态

再生制动状态如图 4.13 所示。

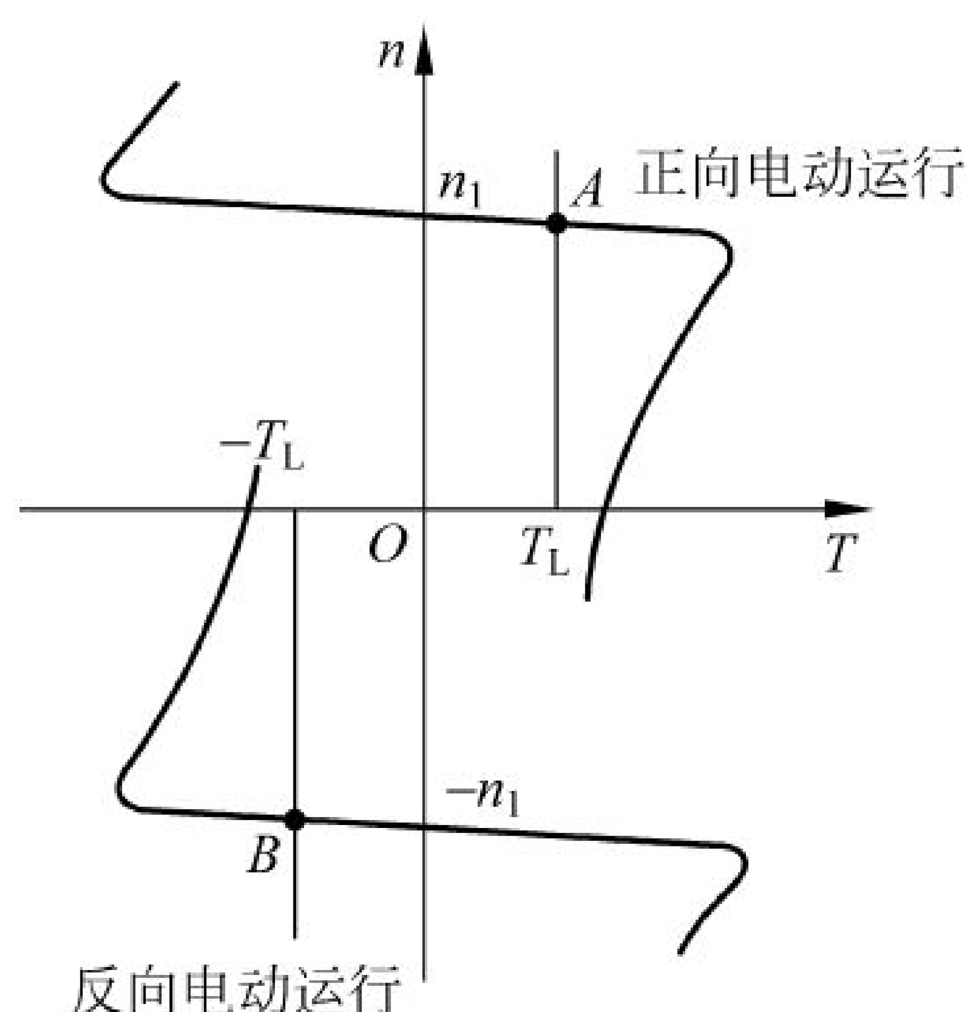


图4.12 三相异步电动机电动运行

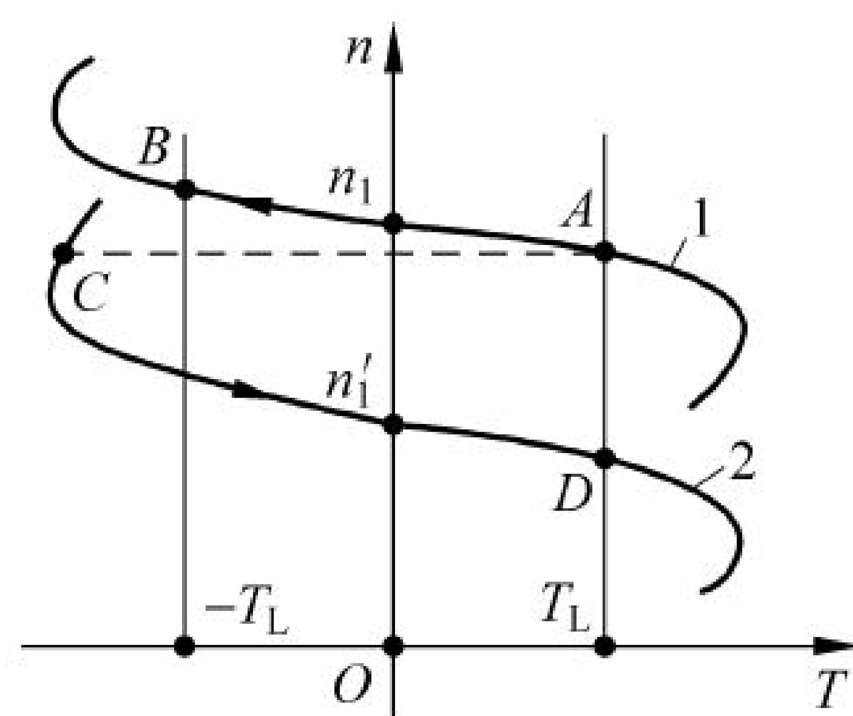


图4.13 三相异步电动机的再生制动

假设电动机带动的负载是电动汽车,下坡时,电动机运行速度不断增大,最后超过同步转速 n_1 而稳定运行于 B 点,这时 $n_B>n_1$,系统处于再生制动状态。

如果原来稳定运行在电动状态的 A 点,当降低电动机电源频率时,则特性由曲线1变到曲线2,而 $n=n_B$ 不能突变,因此电动机工作点突变为 C 点,这时电动机处在制动状态下开始减速直到 D 点。从 C 点到 n_1' 的减速过程中,$n>n_1'$,是再生制动过程。

4.1.4 三相异步电动机的使用

1. 起动

1) 起动性能

当三相异步电动机接入三相电源,电动机由静止状态加速到稳定运行,这个过程称为起动过程,简称起动。

在刚起动瞬间,转子转速 $n=0$,接入三相电源的定子绕组产生的旋转磁场以同步转速 n_1 切割转子导体,在其中产生很大的感应电动势和电流,从而使定子电流也很大,一般是额定电流的4~7倍。由于起动时间短,这样大的起动电流还不至于引起电机过热,但若频繁起动,不仅使电动机温度升高,还会由于电磁力的频繁冲击,影响电动机寿命。同时过大的起动电流会引起电网电压下降,影响到接在同一电网的其他用电设备的正常运行。

起动时的转子漏电抗(sX_{20})很大,使转子电路的功率因数很低,所以起动转矩并不大,只是额定转矩的1~2.2倍。

研究异步电动机起动的目的,就是要减小起动电流,增大起动转矩,改变其起动性能,同时力求起动设备简单经济,操作方便。

2) 笼型异步电动机的起动

(1) 直接起动

通过开关,将额定电压直接加到电动机上使之起动的方法,称为直接起动,又称全压起动。此法简便、经济。电动机能否直接起动,要根据电动机容量和供电电网容量确定。用专用的动力变压器供电时,不常起动的电动机容量不超过变压器容量的30%;频繁起动的电

动机容量不超过变压器容量的 20%；电动机若直接联到电网上，起动时引起电网电压下降不超过额定电压的 5%，均可直接起动。

(2) 星形-三角形(Y-△)换接降压起动

这种方法只适用于正常运行时是三角形联接的笼型异步电动机。

起动时，定子绕组先接成星形，起动后再换接成三角形。

图 4.14 是手动Y-△降压起动控制电路。起动时，先合上电源开关 Q_1，然后将开关 Q_2 合到“Y起动”位置，这时定子绕组联接成星形降压起动，待转速上升到接近额定转速时，再将开关 Q_2 合到“△运行”位置，把定子绕组改接成三角形，在额定电压下正常运行。

Y-△降压起动电流和起动转矩是直接起动的 1/3。我国 Y 系列三相异步电动机额定电压是 380V，容量在 4kW 和 4kW 以上的正常工作都接成三角形，因此可以采用Y-△降压起动。这种方法适用于轻载或空载运行。

(3) 自耦变压器降压起动

自耦变压器降压起动适用于容量较大或不能采用Y-△起动法的笼型异步电动机。

如图 4.15 所示，起动时，先合上电源开关 Q_1，然后将开关 Q_2 合到“起动”位置，三相电源电压 U_1 接到三相自耦变压器的一次绕组，其二次绕组将降低后的电压 U_2 接到电动机定子绕组上，电动机起动，待转速升高到接近额定转速，再将开关 Q_2 合到“运行”位置，这时电动机直接接到电源上进入正常运行，而自耦变压器从电源上切除。

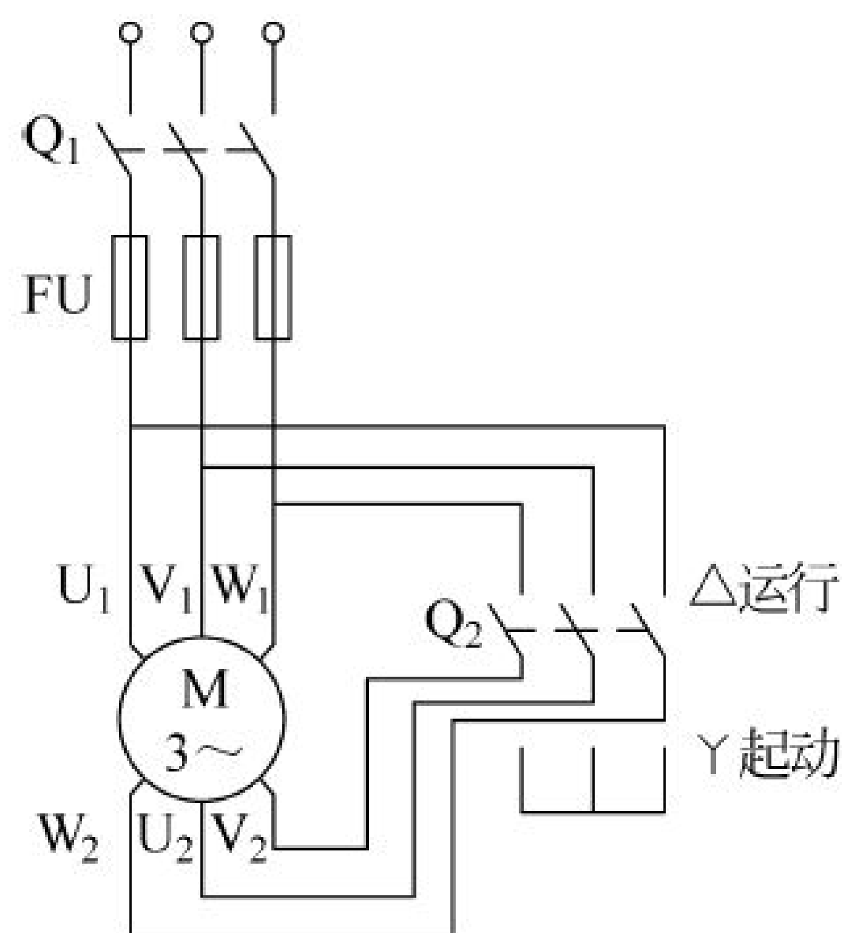


图 4.14　Y-△降压起动控制电路

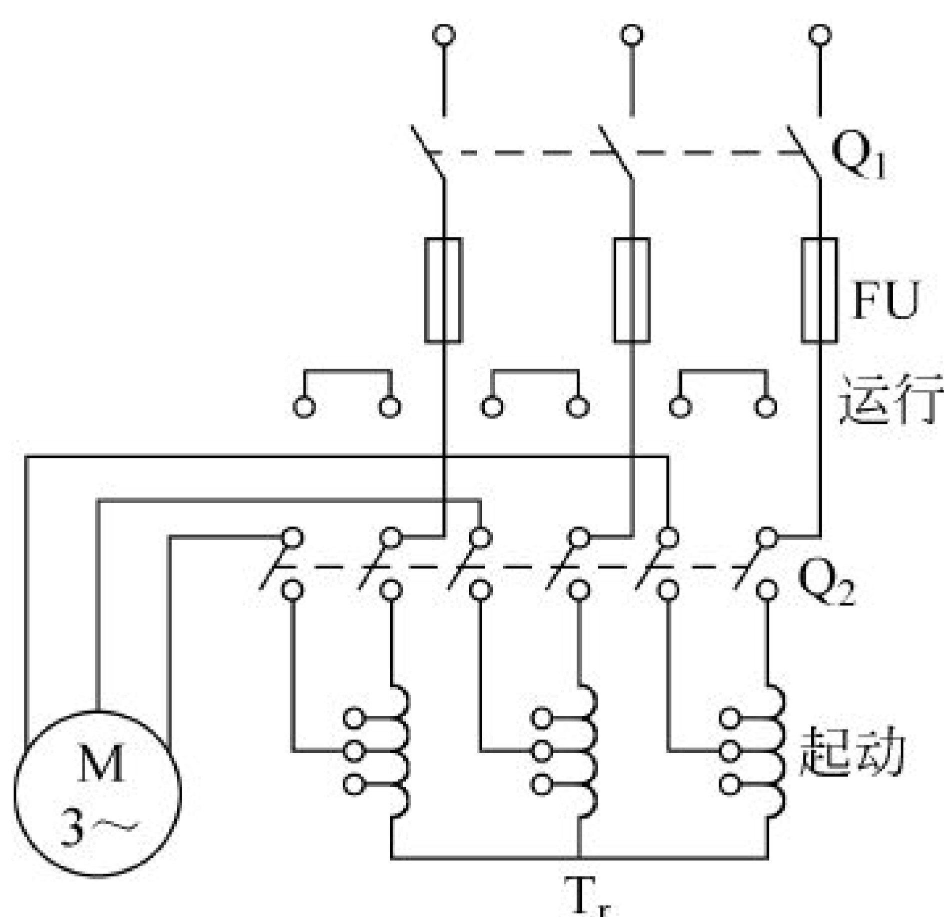


图 4.15　自耦变压器降压起动控制电路

设自耦变压器的电压比 $K=U_2/U_1<1$，经自耦变压器降压后的起动电流和转矩分别为 $I_{stT}=K^2I_{st}$，$T_{stT}=K^2T_{st}$，可见经自耦变压器降压后的起动电流和起动转矩是直接起动的 K^2 倍。由于 $K<1$，起动电流和起动转矩都减小了。为了满足不同的起动要求，自耦变压器二次绕组备有抽头。例如国产 QJ3 型自耦变压器二次绕组有三个抽头，分别输出电源电压的 80%、60%和 40%，根据对起动转矩的要求选用。

3) 绕线转子异步电动机的起动

绕线转子异步电动机串入适当的电阻 R_{st} 起动，可以增大转子电路的阻抗，减小起动电流，还可以提高转子电路的功率因数，增大起动转矩。在要求起动电流小，起动转矩大或起动频繁的生产机械，例如起重、吊车等大都使用绕线转子异步电动机，与之配套的起动电阻也已标准化，可根据电动机容量大小，查阅有关电工手册和产品目录选配。

绕线转子异步电动机的转子三相绕组通过滑环、碳刷与外部起动变阻器联接,如图4.16所示。起动变阻器通过操作手柄联成星形,起动前逆时针旋转手柄将电阻调到最大值。合上电源开关Q,电动机开始起动。随着转速的上升,顺时针旋转操作手柄,逐段切除变阻器的电阻。当转速接近额定值时,切除全部起动电阻,使转子三相绕组短接,起动结束。

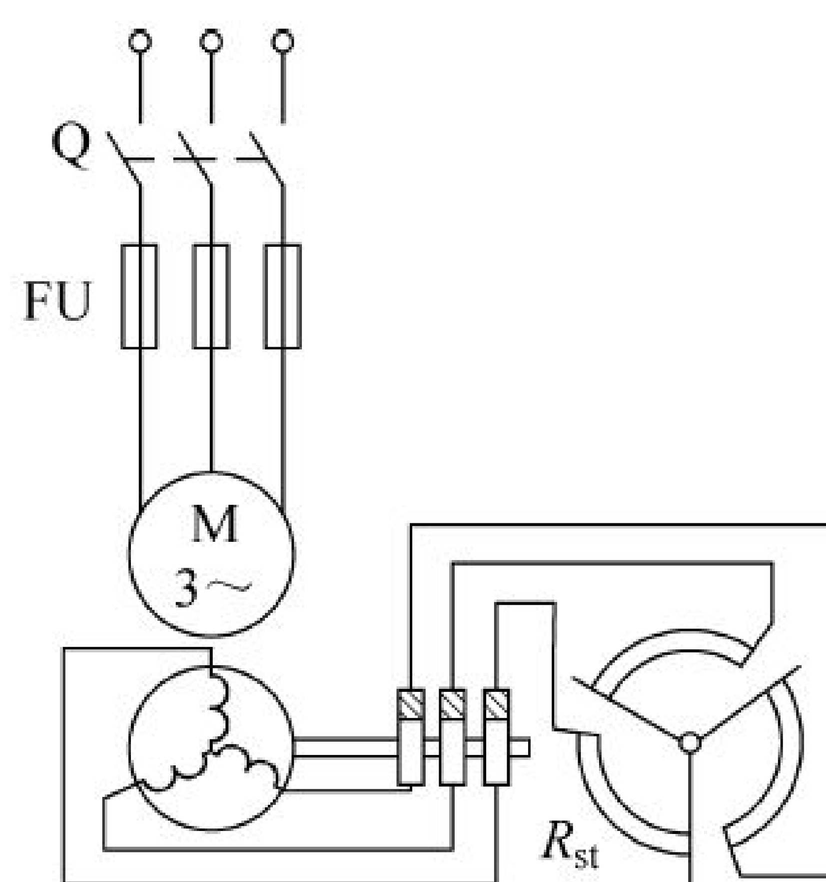


图4.16 绕线转子异步电动机串电阻起动

2. 调速

在同一负载下,用人为的方法调节电动机的转速,称为调速。根据三相异步电动机的转速表达式

$$n=(1-s)n_1=(1-s)\frac{60f_1}{p} \tag{4.6}$$

改变电源频率 f_1、磁极对数 p 和转差率 s 都可以调节电动机的速度。

1) 笼型异步电动机的调速方法

(1) 变频调速

当改变电源频率 f_1 时,同步转速 n_1 与 f_1 成正比变化,转子转速 n 也随之改变,其人工机械特性如图4.19(a)所示。我国电网供电频率是固定的50Hz,因此要改变频率,就需要专用的频率可变的交流电源向电动机供电,电路如图4.17所示。当频率 $f_1'<50\text{Hz}$,可实现恒转矩调速,$f_1''>50\text{Hz}$,可实现恒功率调速。



图4.17 变频调速

变频调速因其调速范围宽、平滑的无级调速、机械特性硬和能适应不同负载要求,是笼型异步电动机最好的调速方法。

(2) 变极调速

通过定子三相绕组的布置和改变接线能够改变磁极对数 p。

图4.18为变极调速原理图,为了便于说明,图中只画出三相绕组中的A相绕组,是由两个线圈 A_1X_1 和 A_2X_2 组成。图4.18(a)中两个线圈正向串联,得到磁极对数 $p=2$;图4.18(b)中两个线圈反向并联,得到磁极对数 $p=1$。

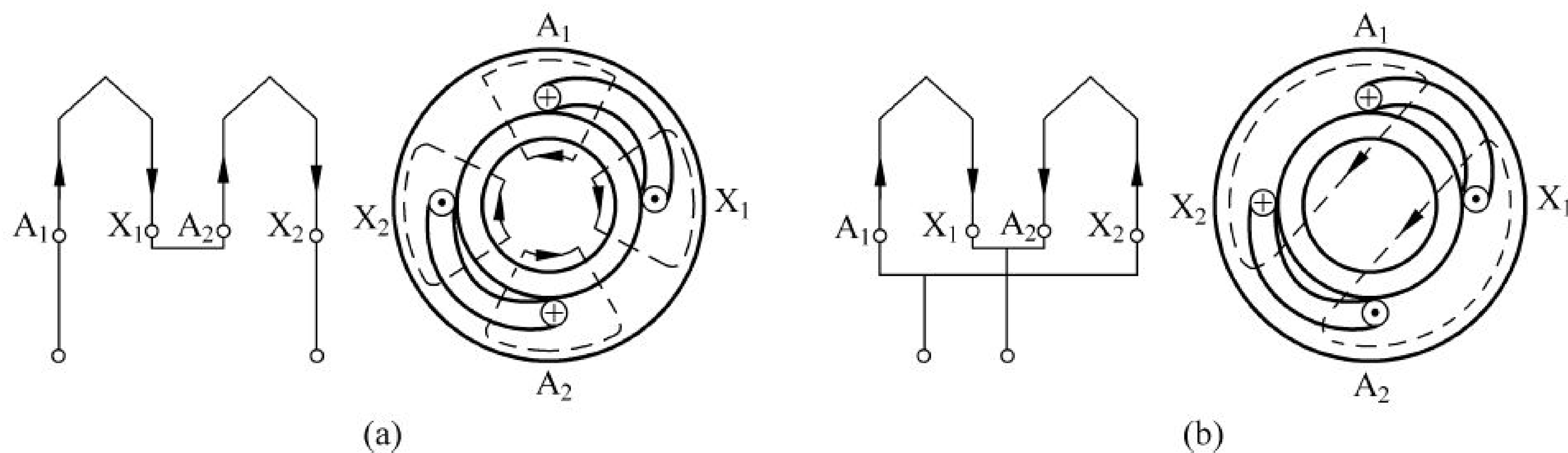


图4.18 变极调速

(a) $p=2$;(b) $p=1$

改变定子绕组的接线方法只能使磁极对数 p 成对改变，其人工机械特性如图 4.19(b) 所示，这种调速方法是有级的。双速电动机在机床中，如车床、铣床、镗床等都有较多应用。

(3) 变压调速

改变定子绕组所加的电源电压 U_1，其人工机械特性如图 4.19(c)所示。随着电源电压连续下降。转子转速连续降低，可实现无级调速。这种调速方法的缺点是调速范围小、机械特性软，这些问题可通过带有负反馈的闭环控制系统解决。

2) 绕线转子异步电动机的调速方法

在绕线转子异步电动机的转子电路中串入调速电阻，改变临界转差率 s_m，在负载转矩不变时，随着调速电阻增大，转差率增大，转速下降，其人工机械特性如图 4.19(d)所示。这种在转子电路串联电阻改变转差率的调速方法只适用绕线转子异步电动机。

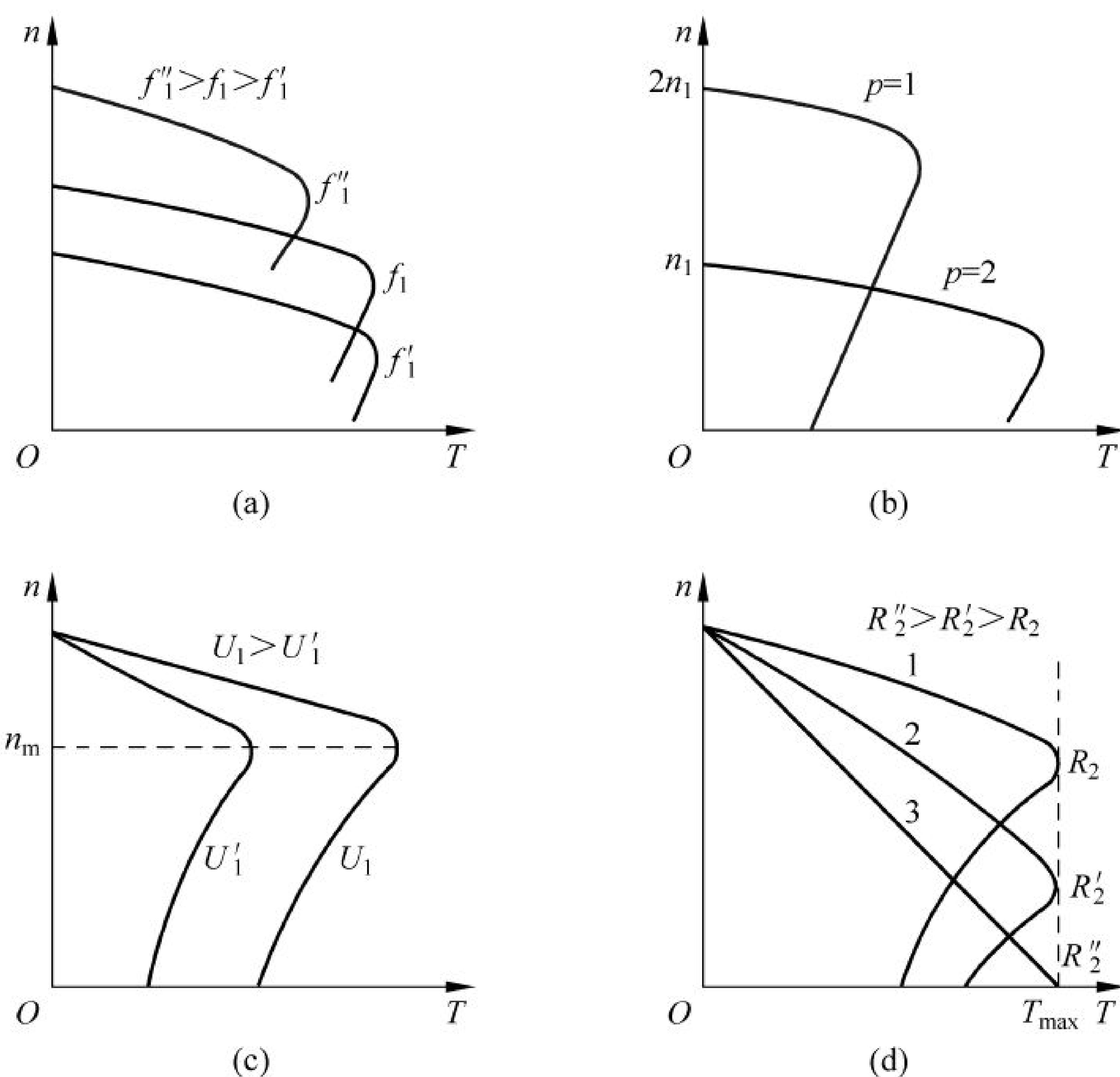


图 4.19　异步电动机人工特性曲线

(a) 变频时的人工特性；(b) 变极时的人工特性；(c) 定子电压降低时的人工特性；(d) 转子电阻增加时的人工特性

务必注意：虽然调速电阻和起动电阻接法相同，但起动电阻是按短时运行设计的，不能用于调速。

这种调速方法简单易行，多用于起重、运输等生产机械上。缺点是调速电阻要消耗电能，效率低，机械特性软，解决方法是把在转子电路中串联调速电阻改为串联反电势，称为绕线转子异步电动机串级调速，其调速原理和电路比较复杂，本书不作介绍。

3. 反转

异步电动机的转向与旋转磁场转向相同，而旋转磁场的转向取决于定子绕组的三相电流相序。所以，只要将接到电动机的三相电源线中的任意两根线对调，改变三相电流相序，

就可改变电动机的转向。

4. 制动

电动机的制动是指在电动机的转子加上一个与转动方向相反的电磁转矩,称为制动转矩,使电动机迅速、准确停转。电动机的制动可由机械的或电气的方法实现,这里介绍电气制动方法。

(1) 反接制动

当要求电动机停止转动时,将接到电动机的三根电源线中的任意两根线对调,改变三相电流相序,旋转磁场立即反向旋转,如图4.20所示,它与由于惯性仍在原方向旋转的转子相互作用,产生与转子转向相反的制动转矩,使电动机迅速减速。当转速减至接近为零时,及时断开三相电源(否则电动机将反转),转速为零,反接制动结束。

反接制动简单、快速,但能量消耗大,准确性差,特别是旋转磁场与转子相对速度为(n_1+n)很高,引起非常大的电流,造成强烈的机械冲击,易损坏机械传动部件。通常在制动时,在定子电路或转子电路串入适当电阻以限制制动电流。

(2) 能耗制动

能耗制动的原理电路如图4.21所示,运行的电动机要停转时,将开关Q断开,电动机断开三相电源,使旋转磁场消失,同时将开关S闭合,接通直流电源,使定子绕组建立一个静止不动的直流磁场,使由于惯性继续在原方向转动的转子导体感应出电动势和电流,从而产生一个与转动方向相反的制动转矩,强迫电动机迅速停转。制动结束,将开关S打开,断开直流电源。

这种制动方法是将转子旋转的动能转换为电能消耗在转子电阻上产生制动的,故称为能耗制动。图4.21中的可变电阻R是用来调整直流电流的,可以调节制动转矩的大小。

能耗制动平稳、准确、耗能小,但需要直流电源。

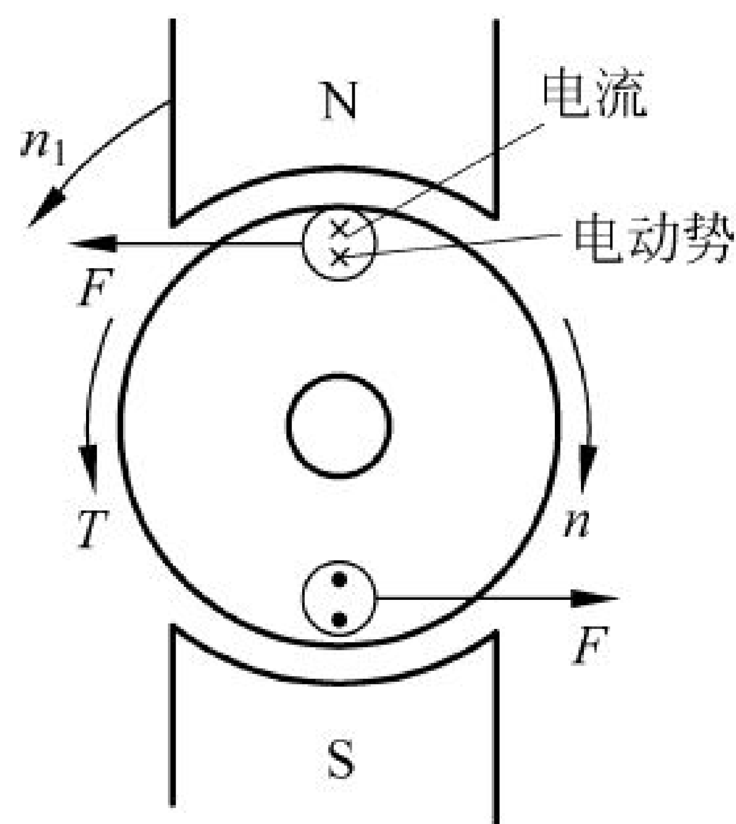


图4.20 反接制动原理

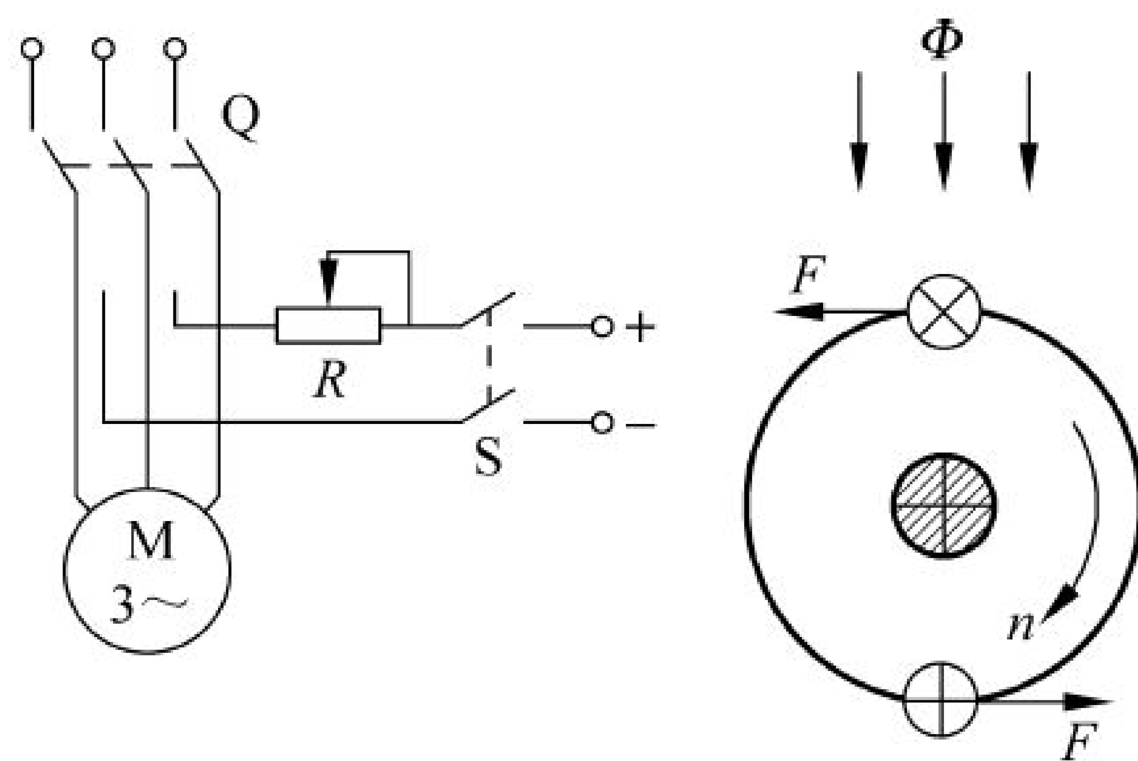


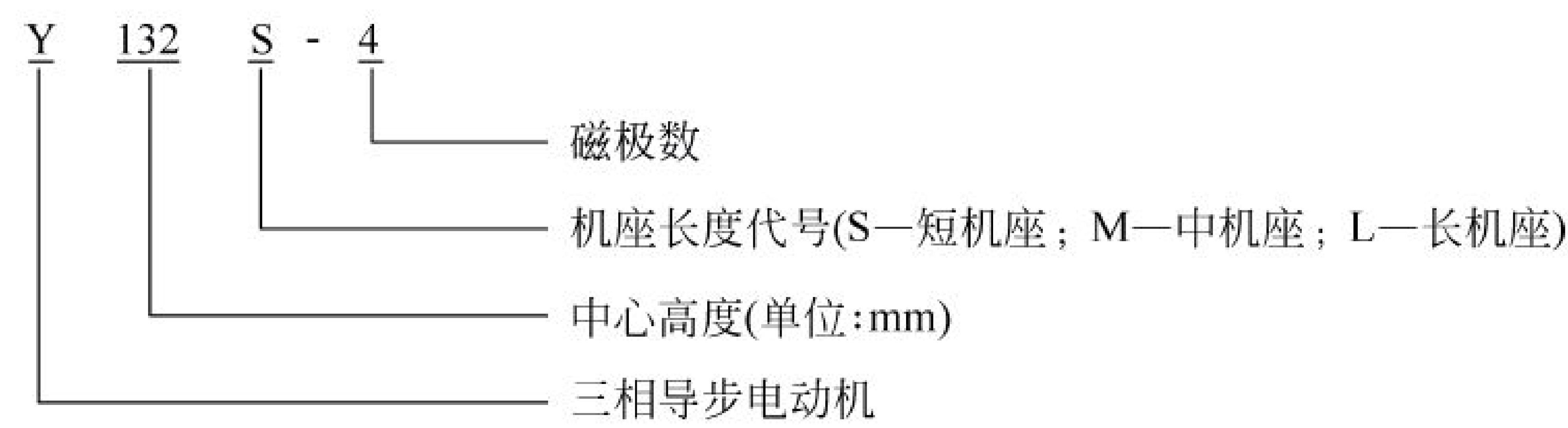
图4.21 能耗制动

4.1.5 三相异步电动机的铭牌和技术数据

每台电动机的机座都装有一块铭牌,上面标明这台电动机的型号、主要额定技术数据和使用方法。现以Y132S-4型三相异步电动机的铭牌为例说明其意义。

三相异步电动机		
型号 Y132S-4	功率 5.5kW	防护等级 IP44
电压 380V	电流 11.6A	功率因数 0.84
接法 △	转速 1440r/min	绝缘等级 B
频率 50Hz	质量 68kg	工作方式 S_1
		×××电机厂

1. 型号



2. 额定电压 U_N 与接法

额定电压是指电动机在额定运行时定子绕组所加的线电压，它与定子三相绕组的接法有对应关系。Y 系列电动机的额定电压 U_N 都是 380V，当 $P_N \leqslant 3$kW 时，定子绕组都是星形(Y)联接；当 $P_N \geqslant 4$kW 时，定子绕组都是三角形(△)联接。有些电动机(J.JO 系列)标出两种电压，对应就有两种接法。例如：电压 380V/220V，接法Y/△，它表示当电源线电压 $U_N=380$V 时，定子三相绕组应星形(Y)联接；当电源线电压 $U_N=220$V 时，定子三相绕组应三角形(△)联接。

3. 额定电流 I_N

额定电流是指电动机在额定运行时定子绕组的线电流，如果定子绕组有两种接法，就标明相应的两种额定电流值。例如：接法Y/△，电流 6.3A/10.9A，表示定子绕组星形(Y)联接，其线电流 $I_N=6.3$A；定子绕组三角形(△)联接，其线电流 10.9A。

4. 额定功率因数 λ_N

异步电动机是感性负载，定子电路的相电流滞后相电压 φ 角，其功率因数 $\lambda=\cos\varphi$。铭牌上额定功率因数是指电动机在额定运行时定子电路的功率因数，一般为 0.7～0.9。

5. 额定功率 P_N 与额定效率 η_N

额定功率是指电动机在额定运行时转轴输出的机械功率。

电动机是能量转换设备，在额定运行时，其输入的电功率

$$P_{1N}=\sqrt{3}U_N I_N \lambda_N$$

电动机的输入电功率 P_{1N} 要大于输出机械功率 P_N，其差值就是电动机本身的功率损耗(包括铜损、铁损、轴承及风阻等机械损耗)。输出机械功率与输入电功率的比值就是效率，即

$$\eta_N = \frac{P_N}{P_{1N}} \times 100\% \tag{4.7}$$

一般异步电动机额定运行的效率 $\eta_N = 72.5\% \sim 94.5\%$。

额定功率因数 λ_N 和额定效率 η_N 是异步电动机的重要技术数据。

异步电动机运行时,当负载增大,其输出功率随之增大,使得功率因数 λ 和效率 η 跟着增高。当电动机处于满载或接近满载运行时,$\lambda \approx \lambda_N$,$\eta \approx \eta_N$ 最高。而在轻载或空载运行时,λ 和 η 都很低。因此,使用电动机时:一是正确选择电动机的额定功率;二是工作时电动机要处于满载或接近满载下运行;三是力求缩短空载运行时间。

6. 额定转速 n_N

额定转速是指电动机额定运行时的转子转速,它非常接近、但略低于同步转速 n_1。

7. 工作方式

电动机运行时的工作方式分为连续运行(S_1),短时运行(S_2)和断续运行(S_3)。

8. 绝缘等级

绝缘等级是电动机所用的绝缘材料的耐热等级,它决定电动机工作时允许的最高温度。表4.1列出了绝缘材料的耐热等级和极限温度。

表4.1 绝缘材料的耐热等级和极限温度

绝缘等级	Y	A	E	B	F	H	C
极限温度/℃	90	105	120	130	155	180	>180

9. 防护等级

防护等级是电动机外壳防护形式的分级。按国家标准(GB 4942.1—1985),"IP44"中的IP是指国际防护标准的表征字母,第一位数字是防颗粒物等级,第二位数字是防水等级。44表示本台电动机可以防止1mm以上固体异物进入和防止水滴溅入。

除了上述铭牌数据处,还有过载系数、起动能力等技术数据,可通过电工手册和产品目录查找。

4.2 三相同步交流发电机

交流发电机是汽车的主要电源,它与发电机调节器互相配合工作,其主要任务是对除起动机以外的所有用电设备供电,并向蓄电池充电。发电机有交流发电机和直流发电机两种。很长时期以来,汽车上采用的是换向式直流发电机。汽车用交流发电机是随着半导体整流技术的出现而发展起来的,目前以硅整流交流发电机应用最为普遍,已基本取代了传统的直流发电机。

4.2.1　交流发电机的构造

汽车用交流发电机，多采用三相同步交流发电机，由 6 只二极管构成三相桥式全波整流器。各国生产的交流发电机都大同小异，主要由定子、转子、电刷、整流二极管、前后端盖、风扇及带轮等组成。有的还将调节器与发电机装在一起。

转子用来建立磁场。定子中产生的交变电动势，经过二极管整流器整流后输出直流电。JF132 型交流发电机的组件图见图 4.22。

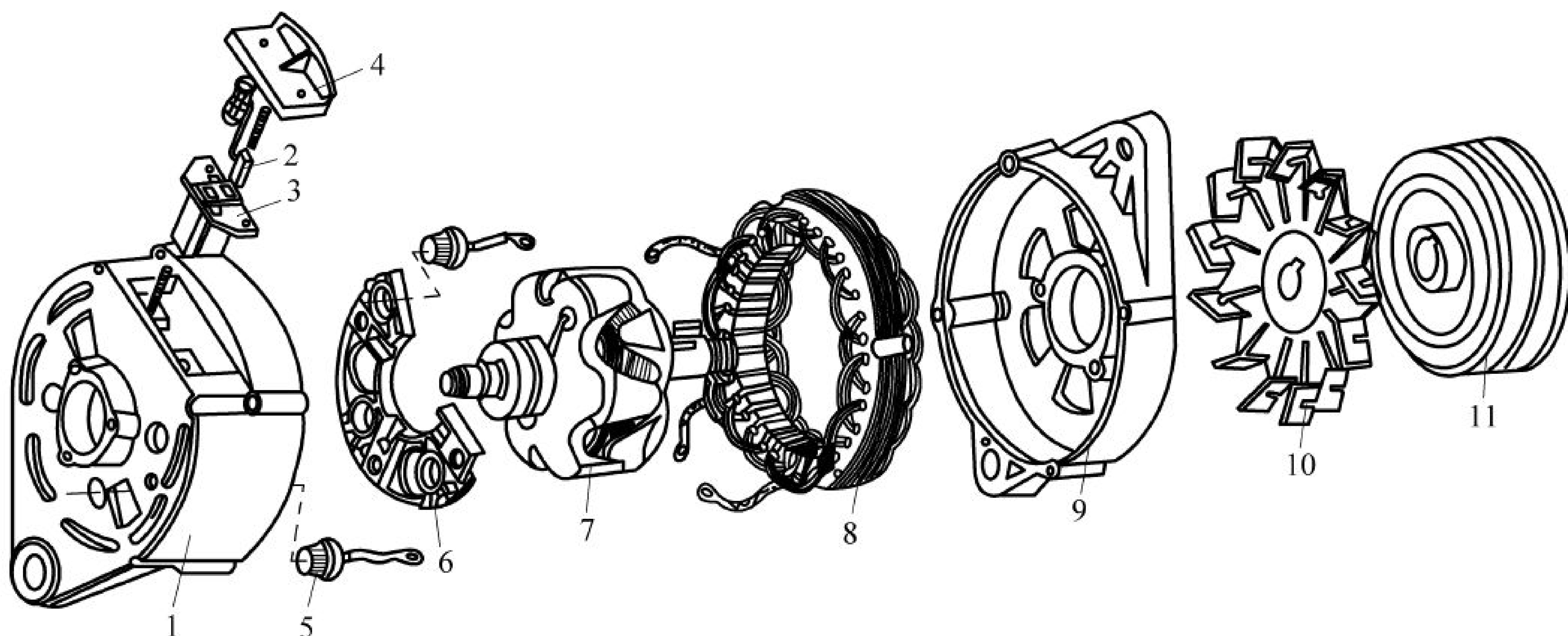


图 4.22　JF132 型交流发电机的组件

1—后端盖；2—电刷架；3—电刷；4—电刷弹簧压盖；5—硅二极管；6—散热板；7—转子；8—定子总成；9—前端盖；10—风扇；11—带轮

1. 转子

交流发电机的转子是发电机的磁场部分，它主要由两块爪极、磁场绕组、滑环及轴等组成，见图 4.23。

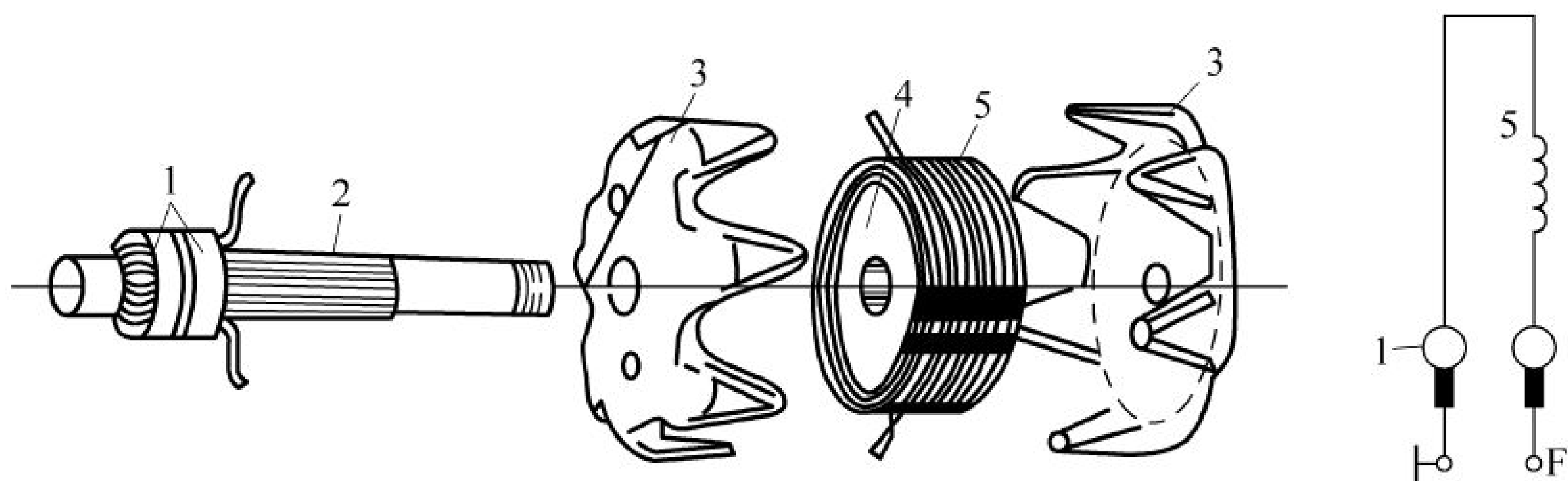


图 4.23　交流发电机转子

1—滑环；2—转子轴；3—爪极；4—磁轭；5—磁场绕组

两块爪极被压装在转轴上，且内腔装有磁轭，其上绕有磁场绕组。绕组两端的引线分别焊在与轴绝缘的两个滑环上。两个电刷装在与端盖绝缘的电刷架内，通过弹簧力使其与滑环保持接触。当发电机工作时，两电刷与直流电源连通，可为磁场绕组提供定向电流并产生

轴向磁通。使两块爪极被分别磁化为N极和S极,从而形成犬牙交错的磁极对并沿圆周方向均匀分布。磁极对数为4~7对。国产发电机大多采用6对磁极。爪极凸缘的外形像鸟嘴,这种形状可以使定子感应的交流电动势近似于正弦波形,见图4.24。转子每转一周,定子的每相电路上就能产生周波个数等于磁极对数的交流电动势。

2. 定子

定子是产生和输出交流电的部件,又叫电枢,由定子铁芯和定子绕组组成,见图4.25。定子铁芯由相互绝缘的内圆带槽的环状硅钢片叠成。定子槽内置有三相对称绕组,三相绕组大多数采用Y(星形)联接,也有用△(三角形)联接的。

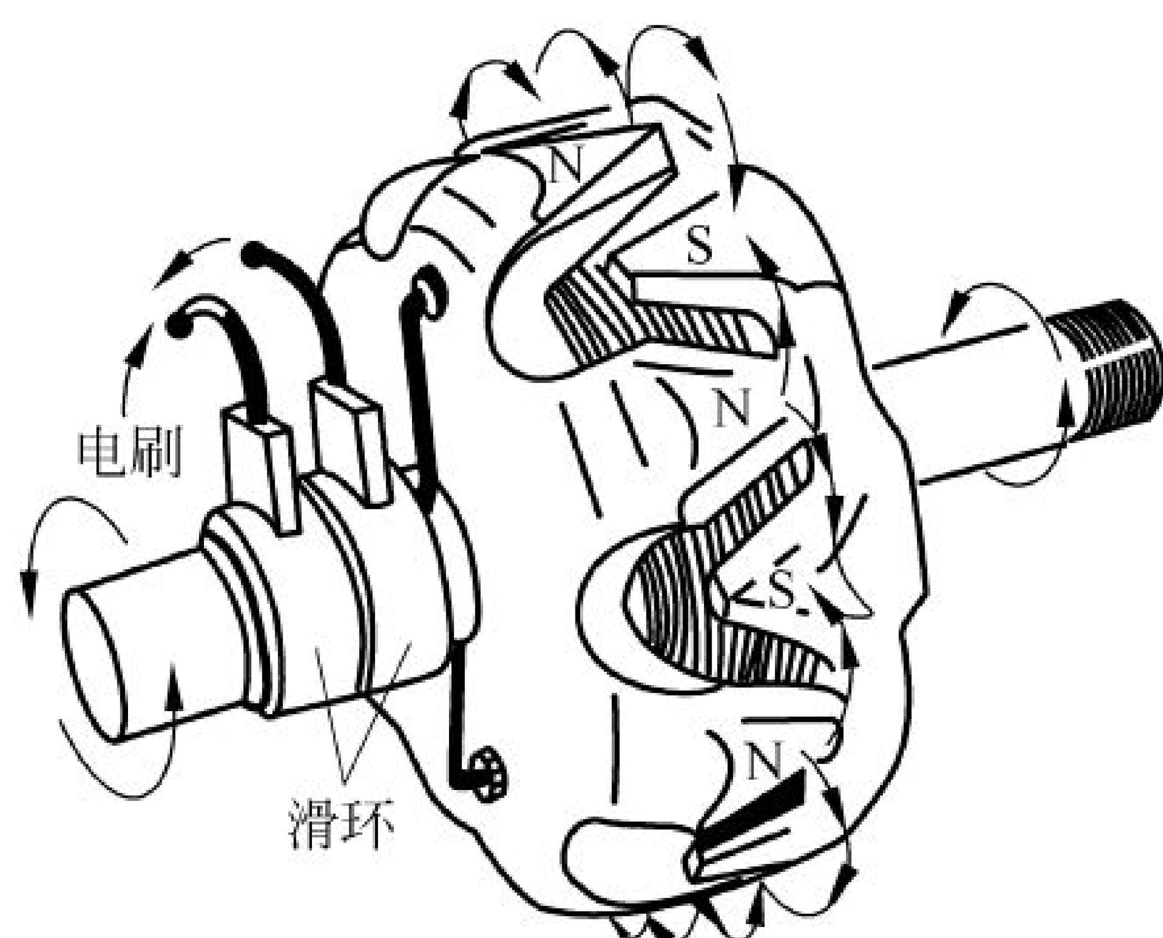


图4.24 转子的磁场

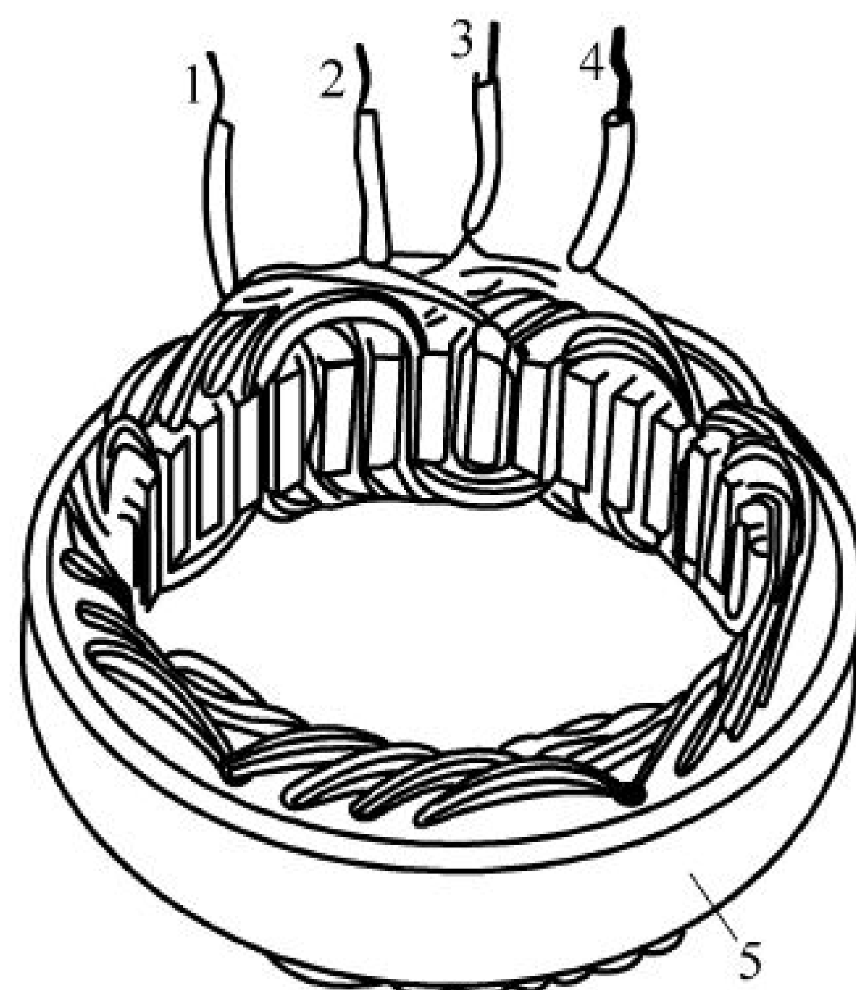


图4.25 定子总成的结构

1~4—绕组引线;5—定子铁芯

为使三相绕组中产生大小相等、相位差120°(电角度)的对称电动势,三相绕组的绕法应遵循以下原则:

(1) 每相绕组的线圈个数、每个线圈的匝数和每个线圈的节距都必须完全相等。

(2) 三相绕组的起端A、B、C(或末端X、Y、Z)在定子槽内的排列,必须相隔120°电角度。

3. 整流器

交流发电机的整流器大多由6只硅二极管组成。如图4.26所示,外壳为正极、中心引线为负极的二极管,称为负极管,管壳底上注有黑色标记;外壳为负极、中心引线为正极的二极管,称为正极管,管壳底上有红色标记。

安装二极管的散热板称为整流板(也称元件板),通常用合金制成以利散热。现代汽车用交流发电机都有两块整流板,安装三只正极管的整流板(装在外侧)称为正整流板,安装三只负极管的整流板(装在内侧)称为负整流板,两块板绝缘地安装在一起,它与后端盖用尼龙或其他绝缘材料制成的垫片隔开且固定在后端盖上。

安装在正整流板上并与之绝缘的三个接线柱分别固定正、负极管子的引线和来自三相绕组某一相的端头。与正整流板联接在一起的螺栓引至后端盖外部作为发电机的电源输出端,并标记为“B”(“+”、“A”或“电枢”)。

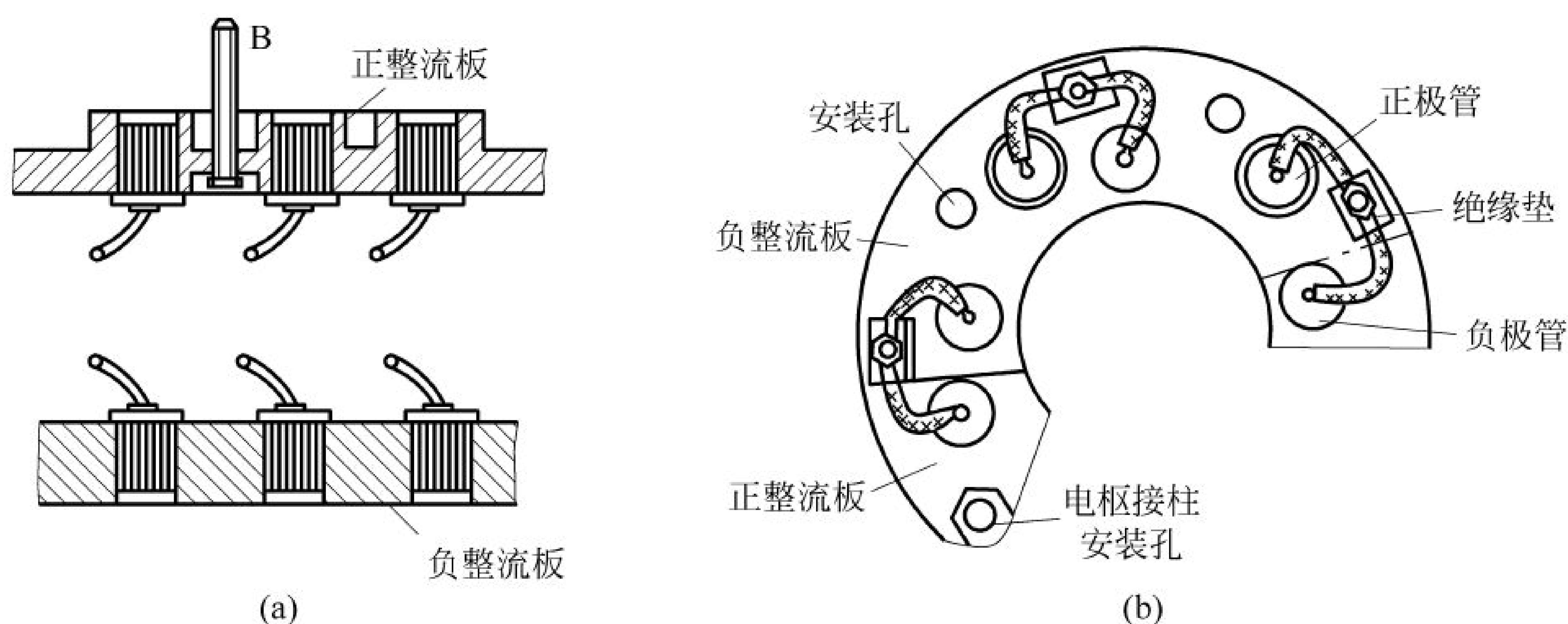


图 4.26　整流板及二极管的安装

(a) 二极管安装示意图；(b) 整流板总成

4. 端盖与电刷总成

端盖包括驱动端盖、整流端盖以及安装在其上的轴承、轴承盖等零部件。端盖由铝合金制成。因为铝合金为非导磁材料,可减少漏磁并具有轻便、散热性能良好等优点。为了提高轴承孔的机械强度,增加其耐磨性,有的发电机端盖轴承座内镶有钢套。

后端盖装有电刷架。两个电刷分别装在电刷架的孔内,借弹簧压力与滑环保持接触。目前国产交流发电机的电刷架有两种结构形式：一种电刷架可直接从发电机外部进行拆装,见图 4.27(a)；另一种则不能直接在发电机外部进行拆装,见图 4.27(b),若需要更换电刷,必须将发电机拆开。

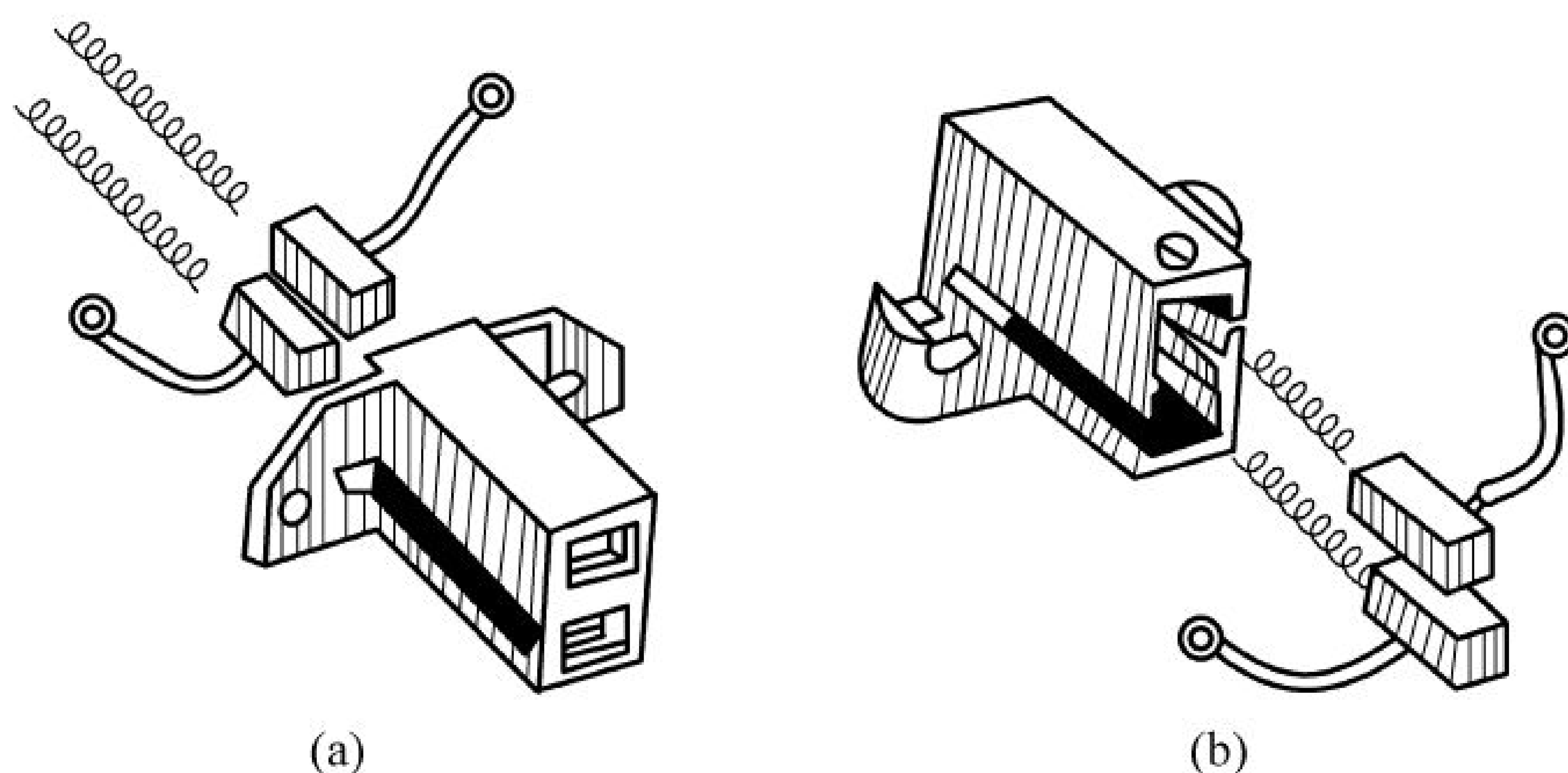


图 4.27　电刷架的结构

(a) 能从外部拆装；(b) 不能从外部拆装

交流发电机有内、外搭铁之分,见图 4.28,故电刷引线的接法也有所不同。对于内搭铁的交流发电机,磁场绕组直接通过交流发电机的外壳搭铁,故其中一根引线接至后端盖上的磁场接线柱“F”(或“磁场”),另一根则直接与发电机外壳上的搭铁接线柱“－”(或“搭铁”)联接。而外搭铁交流发电机的磁场绕组必须通过电压调节器后(交流发电机的外部)再搭铁,故电刷引线必须分别与发电机后端盖“F＋”(或“F_1”)和“F－”(或“F_2”)接线柱相连。

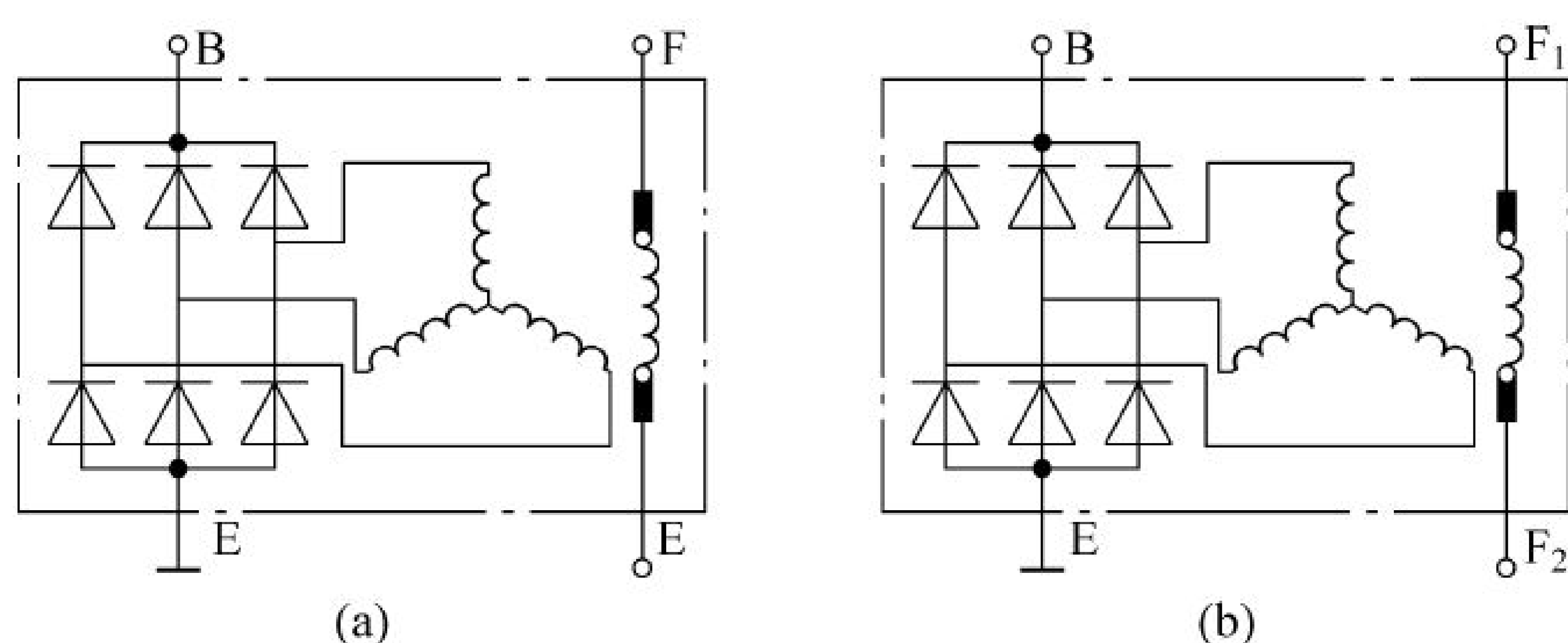


图4.28 交流发电机的搭铁形式
(a) 内搭铁交流发电机;(b) 外搭铁交流发电机

发电机前端装有带轮,由发动机通过皮带带动。在带轮后面装有风扇,靠风扇的离心作用,给发电机强制通风。前后端盖用3～4个螺栓与定子紧固在一起。

4.2.2 交流发电机的工作原理

1. 交流电动势的产生

交流发电机工作原理见图4.29。

交流发电机定子的三相绕组按一定的规律排列在发电机的定子槽内,依次相差120°电角度。

当磁场绕组接通直流电源时即被激励,转子的爪极被磁化为N极和S极。其磁力线由N极出发,穿过转子与定子之间很小的气隙进入定子铁芯,最后又通过气隙回到相邻的S极。

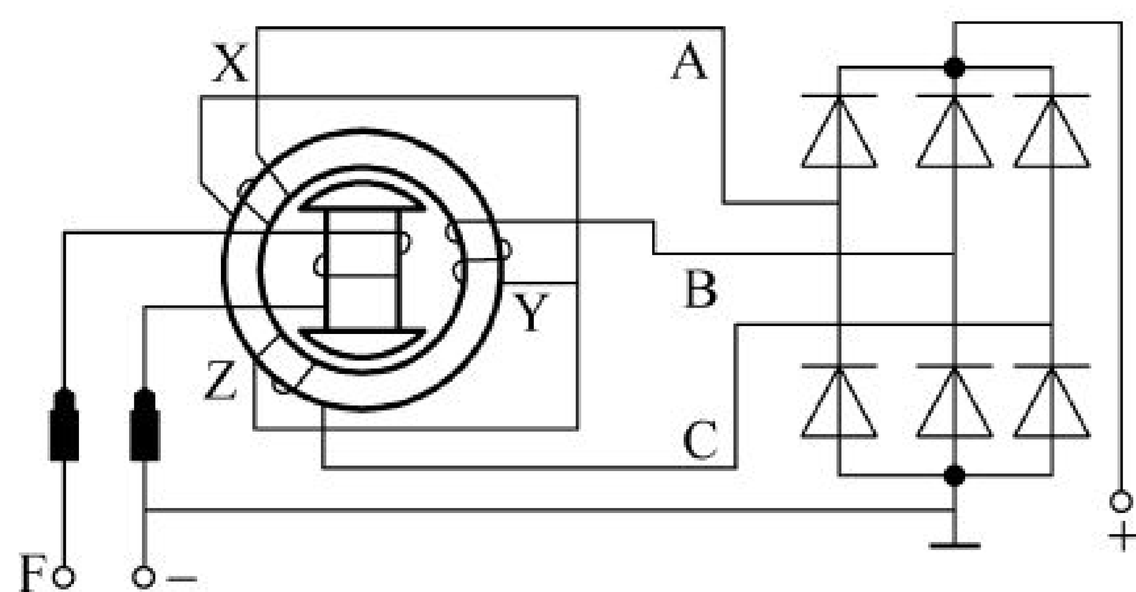


图4.29 交流发电机工作原理

当转子旋转时,由于定子绕组与磁力线有相对的切割运动,所以在三相绕组中产生频率相同、幅值相等、相位相差120°的正弦电动势e_A、e_B、e_C,见图4.30(a),其波形见图4.30(b)。三相绕组所产生的感应电动势可用下列方程式表示

$$\begin{cases} e_A = E_m \sin(\omega t) = \sqrt{2} E_\Phi \sin(\omega t) \\ e_B = E_m \sin(\omega t - 120°) = \sqrt{2} E_\Phi \sin(\omega t - 120°) \\ e_C = E_m \sin(\omega t - 240°) = \sqrt{2} E_\Phi \sin(\omega t - 240°) \end{cases}$$

式中,E_m为相电动势的最大值;E_Φ为相电动势的有效值;ω为电角速度($\omega=2\pi f$)。

发电机每相绕组所产生的电动势的有效值(单位:V)为

$$E_\Phi = 4.44 K f N \Phi$$

则发电机每相绕组的相电压也为

$$U_\Phi = 4.44 K f N \Phi$$

式中,K为定子绕组系数,一般小于1;N为每相绕组的匝数;Φ为磁极的磁通(Wb);f为感应电动势的频率(Hz),$f=Pn/60$,其中P为磁极对数,n为转速(r/min),此式表明电机结构一定时转子转速n和电源频率f之间具有固定不变的同步关系,故称n为同步转速,发电机为同步发电机。

上式表明,使用中的交流发电机,其相电压的有效值取决于转速和转子的磁通量,即

$$U_{\Phi} = C'_{e}\Phi n \tag{4.8}$$

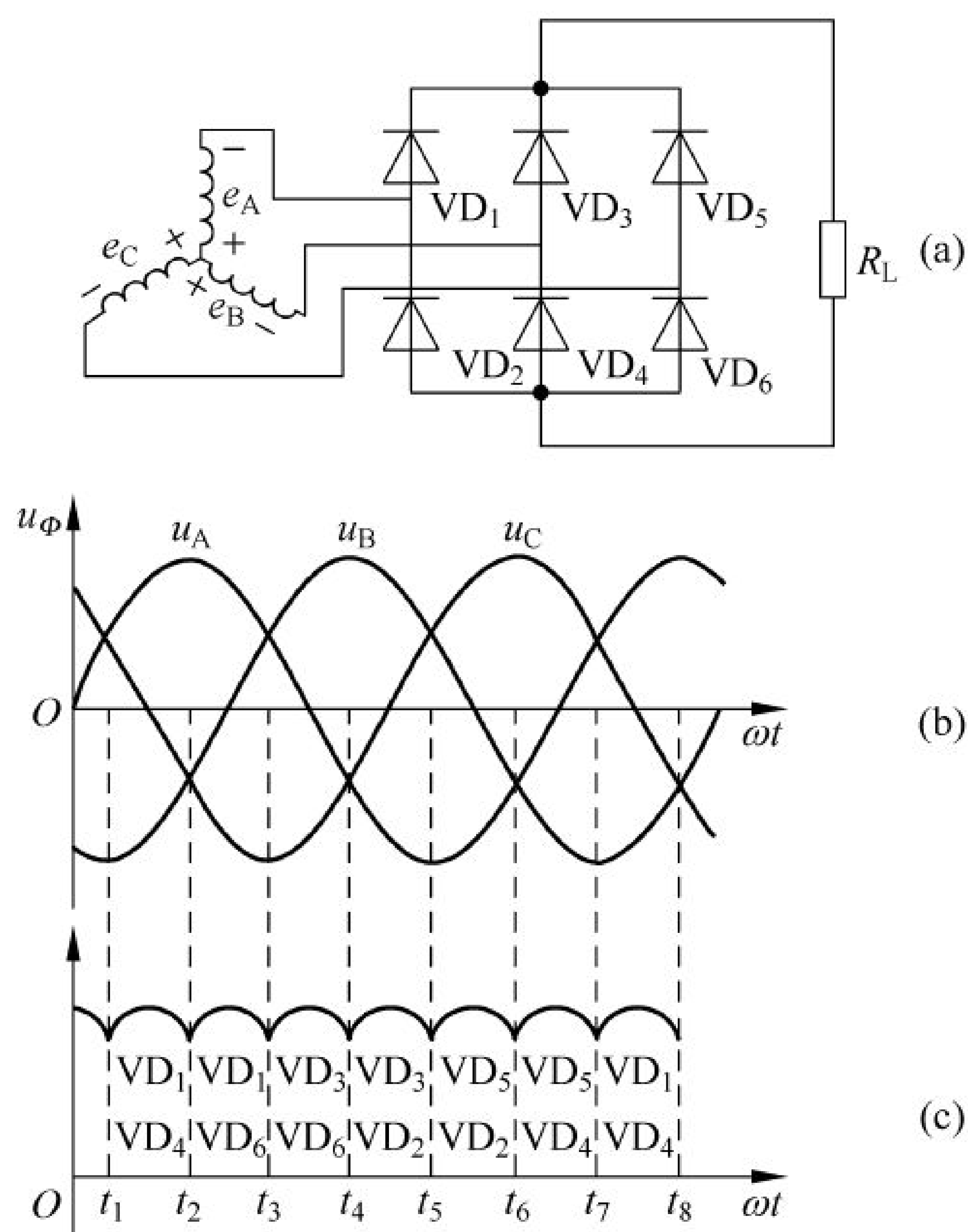


图 4.30　三相桥式整流电路中的电压、电流波形

(a) 电路;(b) 三相交流电动势;(c) 整流后的交流发电机输出电压波形

2. 整流原理

六管交流发电机的整流装置实际是一个由 6 个硅整流二极管组成的三相桥式整流电路,见图 4.30(a)。3 个二极管 VD_1、VD_3、VD_5 组成共阴极组接法,3 个二极管 VD_2、VD_4、VD_6 组成共阳极组接法。每个时刻有 2 个二极管同时导通,其中一个在共阴极组,一个在共阳极组,同时导通的两个管子总是将发电机的电压加在负荷两端,见图 4.30(c)。

当 $t=0$ 时,C 相电位最高,而 B 相电位最低,所对应的二极管 VD_5、VD_4 均处于正向导通。电流从绕组 C 出发,经 VD_5→负载 R_L→VD_4→绕组 B 构成回路。由于二极管的内阻很小,所以此时发电机的输出电压可视为 B、C 绕组之间的线电压。

在 $t_1 \sim t_2$ 内,A 相的电位最高,而 B 相电位最低,故对应 VD_1、VD_4 处于正向导通。同理,交流发电机的输出电压可视为 A、B 绕组之间的线电压。

在 $t_2 \sim t_3$ 时间内,A 相的电位最高,而 C 相电位最低,故对应 VD_1、VD_6 处于正向导通。同理,交流发电机的输出电压可视为 A、C 绕组之间的线电压。

以此类推,周而复始,在负载上便可获得一个比较平稳的直流脉动电压。交流发电机输出电压的平均值为

$$U_{av} = 2.34U_{\Phi}$$

式中,U_{av}为输出直流电压平均值(V);U_{Φ}为发电机相电压有效值(V)。

把式(4.8)代入上式中,可得发电机输出电压

$$U = C_e \Phi n \tag{4.9}$$

交流发电机的硅二极管具有单向导电特性,有阻止反向电流的作用,所以不需另设逆电流截流继电器。另外,交流发电机具有自动限制最大电流的能力,不需要电流限制继电器。但交流发电机的转子转速及负载在很大范围内变化,均可引起发电机的输出电压发生较大变化,因而不能满足用电设备的工作需要。基于上述原因,为了保证用电设备正常工作,防止蓄电池过充电,交流发电机必须配用电压调节器,使其输出电压保持稳定。

目前市场上的汽车发电机,从整流器的二极管数目分,还有能提供中性点电压的八管发电机,增加专门供给磁场电流的九管发电机,并兼有八管机与九管机共同特点的十一管交流发电机。它们的结构与工作原理与上述也是基本相同的。

另外,汽车发电机从整体结构上分,除了前述的普通交流发电机外,还有在机体上装有集成电压调节器的整体式交流发电机和没有电刷和滑环的无刷交流发电机。

3. 励磁方式

汽车用交流发电机的励磁方法与一般工业用交流发电机不同。在无外接直流电源的情况下,也可利用磁极的剩磁自励发电,但由于交流发电机转子的剩磁较弱,发电机只有在较高转速时,才能自励发电,因而不能满足汽车用电的要求。为了使交流发电机在低速运转时的输出电压满足汽车上用电的要求,在发电机开始发电时,采用他励方式,即由蓄电池提供励磁电流,增强磁场,使电压随发电机转速很快上升。这就是交流发电机低速充电性能好的主要原因。当发电机输出电压高于蓄电池电压,一般发电机的转速达到1000r/min左右时,励磁电流便由发电机自身供给,这种励磁方式称为自励。由此可见,汽车交流发电机在输出电压建立前后,分别采用他励和自励两种不同的励磁方式。

4.3 直流电动机

4.3.1 基本结构

直流电动机由两部分组成,即定子(固定部分)和转子(电枢),如图4.31所示。

1. 定子

(1) 主磁极

主磁极由磁极铁芯和励磁绕组构成,磁极铁芯用硅钢片叠成,改变励磁电流的方向,可以改变主磁极的极性。

(2) 换向磁极

换向磁极也是由铁芯和励磁绕组构成的,但体积较小,安装在两个相邻的主磁极中间,用于改善换向性能。

(3) 电刷装置

电刷装置通过固定的电刷与旋转的换向器之间的滑动接触,使电枢绕组与外电路联接。

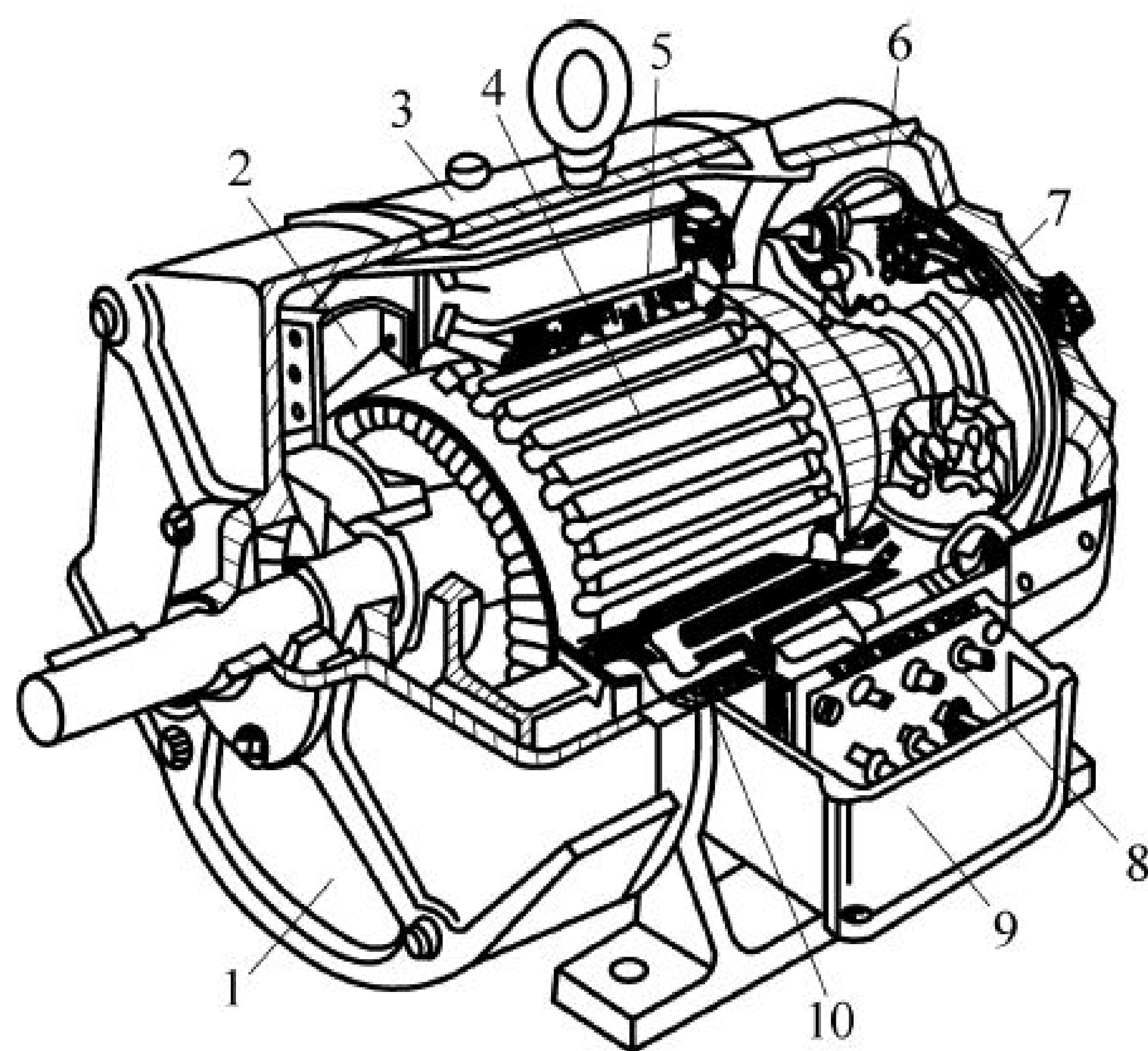


图 4.31　直流电动机的结构

1—端盖；2—风扇；3—机座；4—电枢；5—主磁极；6—刷架；
7—换向器；8—接线板；9—出线盒；10—换向磁极

(4) 机座

机座用来固定主磁极、换向磁极和端盖等部件。机座也是磁路的一部分，由导磁性能良好、机械强度高的铸钢或厚钢板制成。

2. 转子

(1) 电枢

电枢由电枢铁芯和电枢绕组构成。电枢铁芯由硅钢片叠成圆柱形，表面有许多均匀分布的槽，槽内嵌放电枢绕组。电枢绕组是多个按一定规则排列的线圈，每一个线圈的两根引出线联接到换向铜片上。

(2) 换向器

换向器安装在电枢的一端，由多个楔形铜片组成，铜片之间用云母绝缘，外表呈圆柱体，上下各压着一个电刷。换向器的作用是：当电枢绕组的导体，从磁场的 N(或 S)极下旋转到 S(或 N)极下时，能使导体中的电流同时改变方向，使分别处在 N 极和 S 极下的导体电流方向保持不变，电磁转矩方向也不变，使得电动机连续转动。

4.3.2　工作原理

图 4.32 是直流电动机的简化结构图。当直流电压 U 通过电刷、换向器加到电枢绕组上，就有电流 I_a 从电刷 A 流入，经绕组 a→b→c→d 后从电刷 B 流出，载流导体在主磁极磁场作用下，受到电磁力，根据左手定则(如图 4.32 所示)形成的电磁转矩使电枢逆时针方向旋转。当电枢绕组转了 180°时，由于换向器的作用，电流 I_a 还是从电刷 A 流入，经绕组 d→c→b→a，从电刷 B 流出，电磁转矩方向仍然不变，电枢继续逆时针旋转。

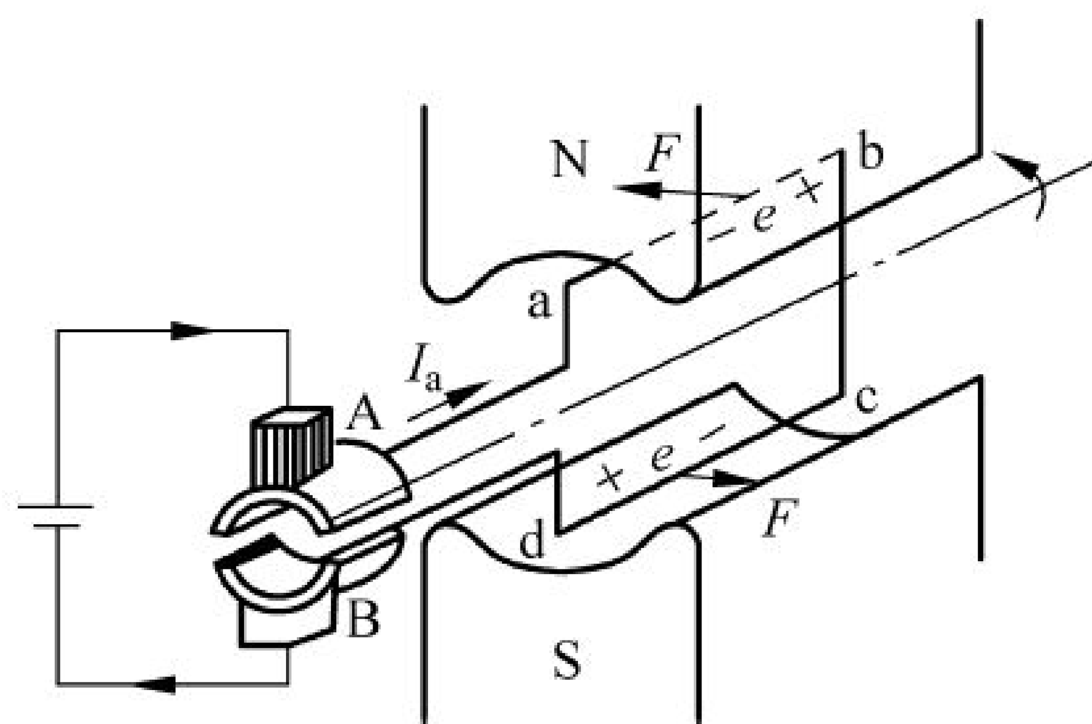


图 4.32　直流电动机简化结构图

电磁转矩的大小与每极的磁通 Φ 和电枢电流 I_a

成正比,即

$$T = K_T \Phi I_a \tag{4.10}$$

式中,K_T 是电动机结构决定的常数。

电枢旋转时,电枢绕组切割磁场要产生感应电动势,根据右手定则(如图4.32所示),可知其方向与电枢电流 I_a 方向相反,称为反电动势。电枢绕组的反电动势大小与每极的磁通 Φ 和电枢转速 n 成正比,即

$$E = K_E \Phi n \tag{4.11}$$

式中,K_E 是电动机结构决定的常数。

4.3.3 机械特性

直流电动机按励磁绕组与电枢绕组联接方式的不同分为四类:他励直流电动机、并励直流电动机、串励直流电动机和复励直流电动机。

1. 他励直流电动机

他励直流电动机的励磁绕组和电枢绕组分别由两个直流电源供电,如图4.33所示。

在励磁电路中,励磁电流

$$I_f = \frac{U_f}{R_f}$$

式中,U_f 为励磁绕组端电压;R_f 为励磁绕组的电阻。

在电枢电路中,在图4.33所示方向下电枢电流

$$I_a = \frac{U_a - E}{R_a} \tag{4.12}$$

式中,U_a 为电枢绕组端电压;R_a 为电枢绕组的电阻。

由式(4.11)、式(4.12)和式(4.10)推得电动机的转速与转矩关系为

$$n = \frac{E}{K_E \Phi} = \frac{U_a - R_a I_a}{K_E \Phi} = \frac{U_a}{K_E \Phi} - \frac{R_a}{K_E K_T \Phi^2} T = n_0 - \Delta n \tag{4.13}$$

这就是他励直流电动机的 $n=f(T)$ 机械特性方程。式中:$n_0 = U_a/(K_E \Phi)$ 是 $T=0$ 的转速,称为理想空载转速;$\Delta n = R_a T/(K_E K_T \Phi^2)$ 是电动机工作时的转速降落。由于电枢绕组的电阻 R_a 很小,随着转矩 T 增大,转速降落 Δn 略有增加,电动机的转速按线性规律略有下降,如图4.34中的曲线1所示,他励电动机具有很硬的机械特性。

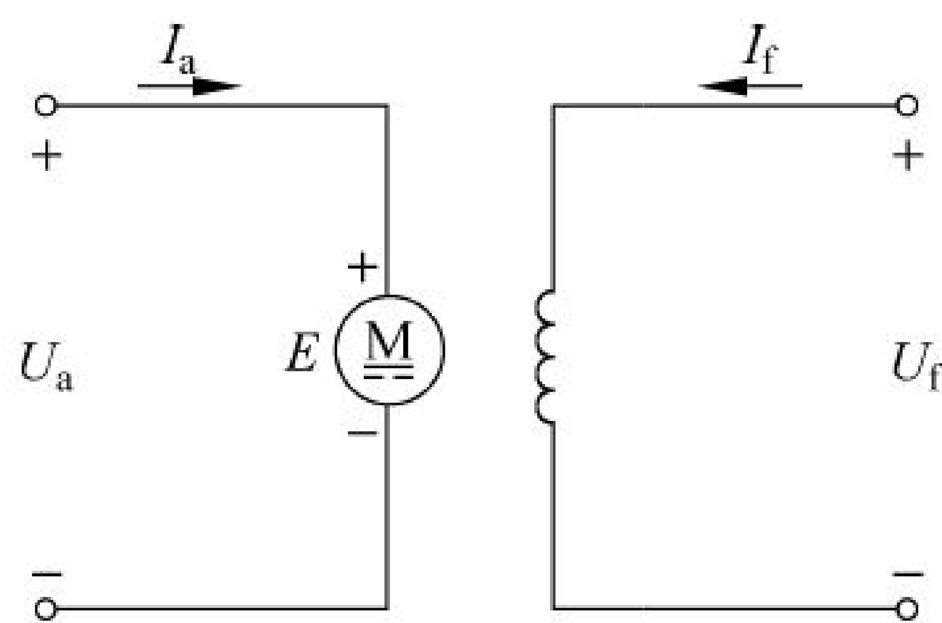


图4.33 他励直流电动机

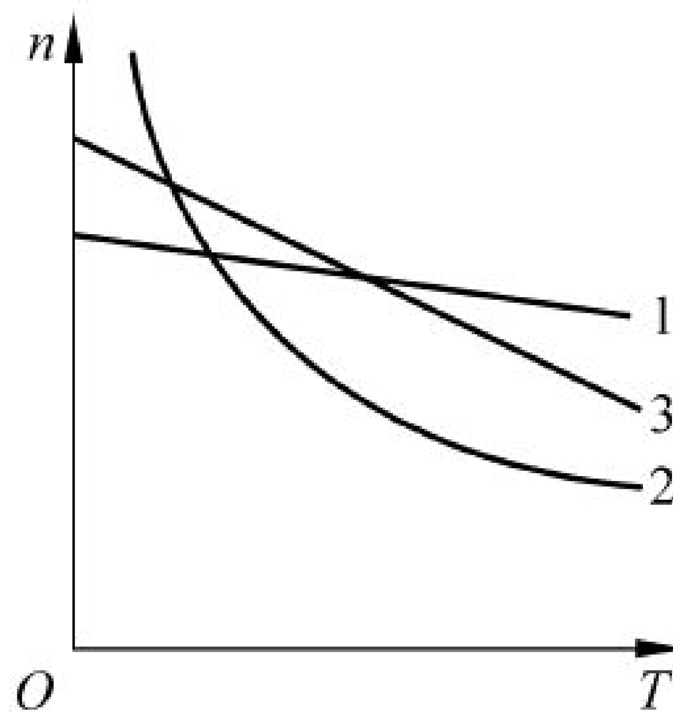


图4.34 直流电动机的机械特性

2. 并励直流电动机

并励直流电动机的励磁绕组和电枢绕组并联在同一直流电源上，如图 4.35 所示。

其电压、电流关系为

$$\begin{cases} U_a = U_f = U \\ I = I_a + I_f = \dfrac{U-E}{R_a} + \dfrac{U}{R_f} \end{cases} \tag{4.14}$$

并励直流电动机的机械特性与他励直流电动机的机械特性相同。

3. 串励直流电动机

串励直流电动机的励磁绕组和电枢绕组串联后接到直流电源上，如图 4.36 所示。其电压、电流关系为

$$I = I_a = I_f = \frac{U-E}{R_a + R_f}$$

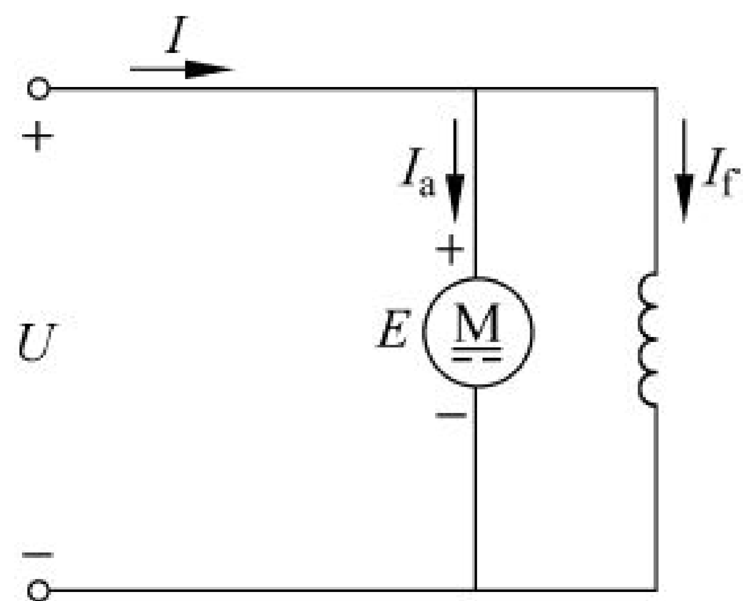


图 4.35　并励直流电动机

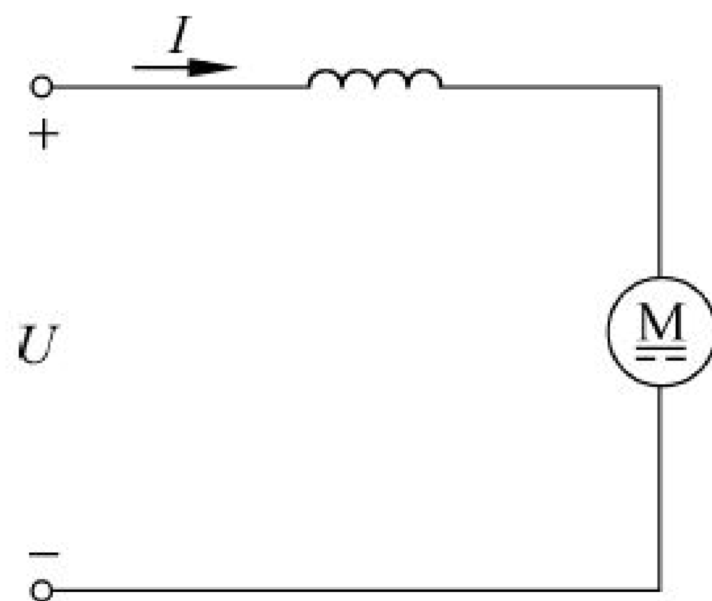


图 4.36　串励直流电动机

串励直流电动机的机械特性 $n=f(T)$ 为

$$n = \frac{E}{K_E\Phi} = \frac{U-(R_a+R_f)I_a}{K_E\Phi} = \frac{U}{K_E\Phi} - \frac{R_a+R_f}{K_E K_T \Phi^2}T \tag{4.15}$$

从机械特性方程看到，串励直流电动机具有大的起动转矩和过载能力，当负载转矩增大时，引起电动机转速迅速下降，把这种机械特性称为软特性，如图 4.34 中的曲线 2 所示。

串励直流电动机的软机械特性特别适用于起重、提升和运输等设备。

必须注意：串励直流电动机在轻载或空载运行时，转速很高，往往超过其机械强度的允许限度，使电动机损坏。所以串励直流电动机不能在轻载或空载运行，也不允许在电动机与生产机械之间采用皮带传动，防止皮带断裂或脱落，造成串励电动机的空载运行，带来严重事故。

4. 复励直流电动机

复励直流电动机有两个励磁绕组，一个励磁绕组与电枢绕组并联后，再与另一个励磁绕组串联，之后接到直流电源上，如图 4.37 所示。

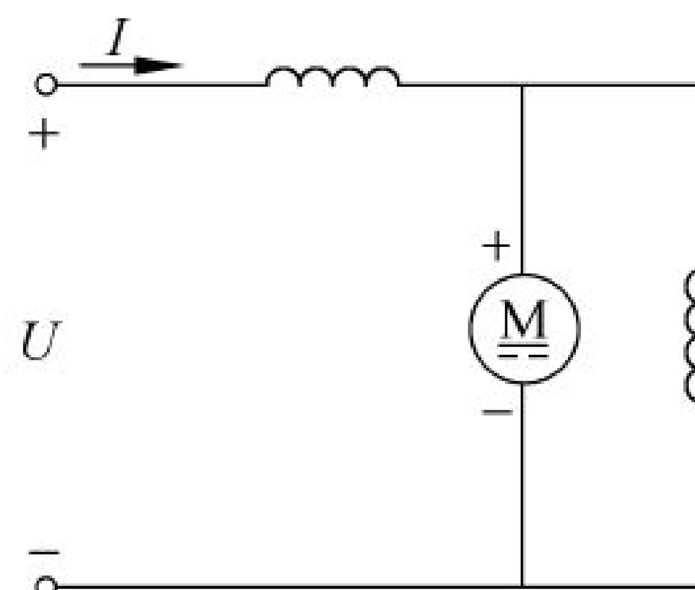


图 4.37　复励直流电动机

复励直流电动机的机械特性介于串励直流电动机与并励直流电动机之间，既具有较大的起动转矩、过载能力和较软的机械

特性,又可以在空载或轻载下运行,其机械特性如图4.34中的曲线3所示。

4.3.4 直流电动机的使用

1. 起动

如果把直流电动机直接接到电源上起动,因为$n=0$,$E=0$,电枢电阻R_a很小,此时的电枢电流很大,例如,他(并)励电动机$I_{st}=U/R_a$非常大,结果会损坏换向器、电枢绕组以及机械传动部件,所以直流电动机绝不允许在额定电压下直接起动。通常把起动电流限制在额定电流的1.5~2倍,具体起动方法有两种。

一是电枢电路串联起动电阻R_{st}起动,随着转速的升高逐段切除起动电阻,起动电阻R_{st}可按下式计算

$$R_{st}=\frac{U_N}{I_{max}}-R_a$$

式中,I_{max}为起动时允许的最大电流,$I_{max}=(1.5\sim2)I_N$。

二是降低电枢电压起动,这种方法只适用于他励直流电动机。

2. 调速

由直流电动机的转速公式$n=(U-R_aI_a)/(K_E\Phi)$可知,直流电动机的调速方法有三种,即变电枢电压U、变主磁通Φ和改变电枢电路的电阻。

(1) 改变电枢电压U调速

这种调速方法只适用他励直流电动机。

在负载一定时,改变电枢电压U,就改变了理想空载转速$n_0=U/(K_E\Phi)$,而转速降落Δn不变,因此对应不同的电枢电压将得到一族平行的机械特性。为了保证电枢电压不超过额定值,通常是降低电压U,使转子转速n向下调($n<n_N$),其人工机械特性如图4.38所示。

改变电枢电压调速具有机械特性硬、调速范围大、平滑无级调速等优点,适合于恒转矩调速。

(2) 改变磁通Φ调速

这种调速方法是在保证电枢电压U不变条件下,通过调节励磁电流,改变磁通Φ进行调速。为避免磁路饱和,磁通Φ不能增大,只能减小。改变磁通调速,又称弱磁调速。通常在励磁电路串联调磁电阻,随着电阻增大,励磁电流减小,使得磁通Φ减小,n_0与Φ成反比而升高,而Δn与Φ^2成反比而增加。通常直流电动机电枢电阻R_a很小,Δn增大得不多,低于n_0的增大,使转子转速升高,其机械特性变陡,即减小磁通,使转子转速n向上调($n>n_N$)。其人工机械特性如图4.38所示。

改变磁通调速具有平滑的无级调速、控制方便、简单经济等优点,但机械特性的硬度有所降低,调速范围不大,适合于恒功率调速。

(3) 改变电枢电阻调速

这种调速方法是在电枢电路中串联一个调速变阻器,根据$n_0=U_a/(K_E\Phi)$与电枢电阻无关,保持不变,而$\Delta n=R_aI/(K_E\Phi)$与电枢电阻成正比,随着调速电阻增大,电枢电路的电阻跟着增大,引起转速降落Δn增大,使得转子转速n下降,如图4.39所示。

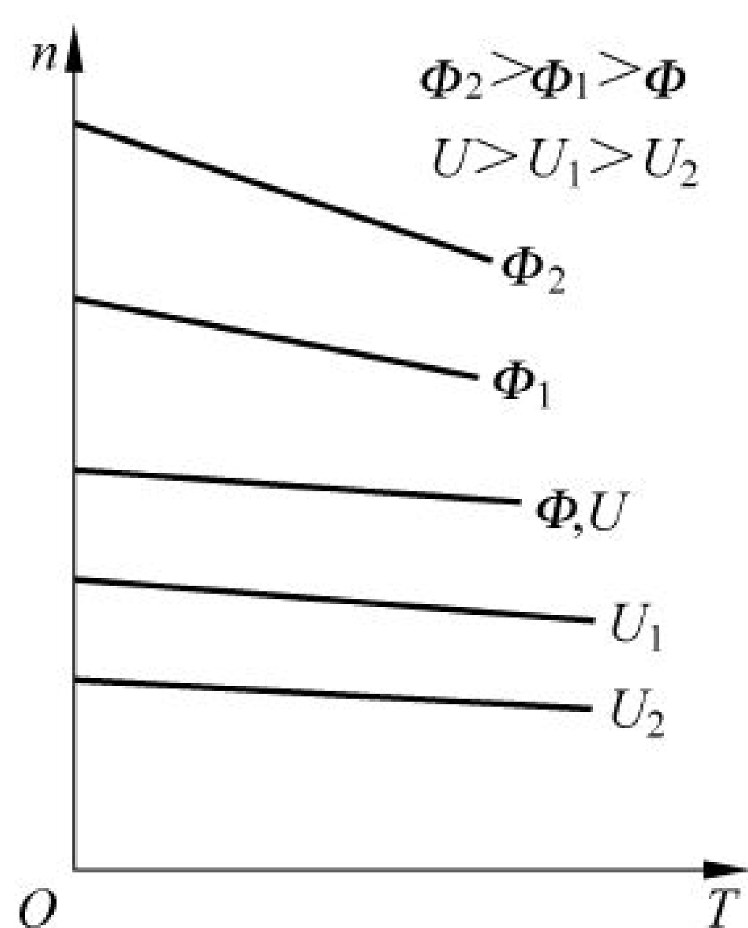


图 4.38　调压、调磁的机械特性

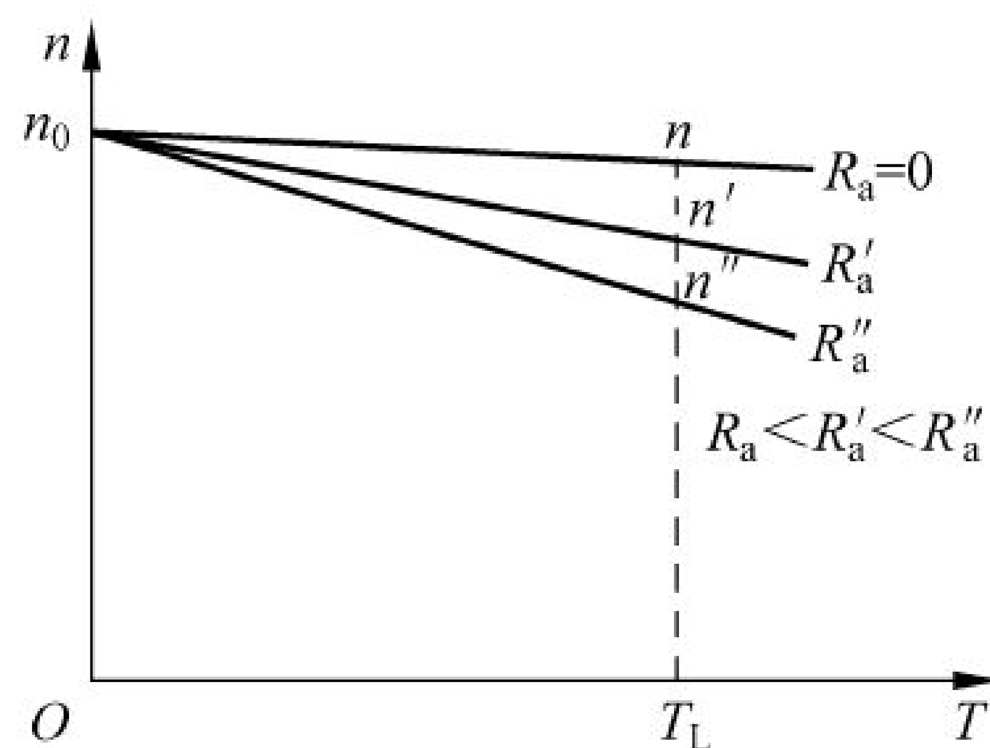


图 4.39　改变电枢电阻的机械特性

这种调速方法由于机械特性变软、调速范围小、调速电阻耗能大等缺点，目前已很少使用。但是它具有设备简单、操作方便，因而在小容量的电动机上仍有应用。

3. 反转

实现直流电动机反转的方法是改变电枢电流方向或改变励磁电流方向，二者只能取一，不可同时改变。但由于励磁绕组的匝数多、电感大，改变励磁电流方向时带来两个问题：一是产生很高的自感电动势，可能击穿励磁绕组；二是时间常数大，要经过较长的过渡过程才能使电流稳定下来。所以，实现直流电动机的反转一般不用改变励磁电流方向的方法。

直流电动机的反转通常是通过改变电枢电压的极性，使电枢电流改变方向实现。

4. 制动

直流电动机的制动和异步电动机的制动相似，采用能耗制动或反接制动。

4.4　控制电机

4.4.1　直流伺服电动机

1. 结构特点

直流伺服电动机实质上是一台微型直流电动机。为了减小转动惯量，把电枢做得细长些。按励磁方式，直流伺服电动机分为他励式和永磁式(磁极是永久磁铁)。

2. 工作原理

直流伺服电动机控制方法有两种，即电枢控制和磁场控制。由于磁场控制性能远不如电枢控制，因此很少采用。下面只介绍常用的电枢控制时的运行特性。

如图 4.40 所示，励磁绕组接到恒定的励磁电压 u_f(永磁式不需要励磁电源)上，产生恒定磁通 Φ。将输入电压 U_c 加到电枢绕组上，电流 I 通过电枢绕组，与磁极磁通 Φ 相互作用

产生电磁转矩 T,使直流伺服电动机旋转,其机械特性方程与他励直流电动机相同,即

$$n=\frac{U_c}{K_E\Phi}-\frac{R_a}{K_EK_T\Phi^2}T$$

可见,磁通 Φ 保持不变,在一定的负载转矩下,直流伺服电动机的转速 n 与电枢输入电压 U_c 成正比:输入电压增大,电动机的转速上升;输入电压降低,电动机的转速下降;当输入电压为零时,电动机立即停转;当输入电压改变极性时,电动机就反转。直流伺服电动机的输入电压 U_c 为不同值时,其机械特性 $n=f(T)$ 是一簇平行直线,如图 4.41 所示。

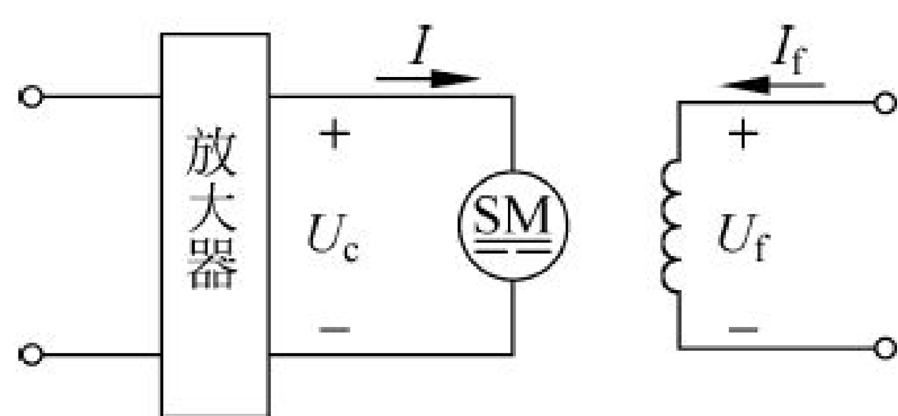


图 4.40 直流伺服电动机

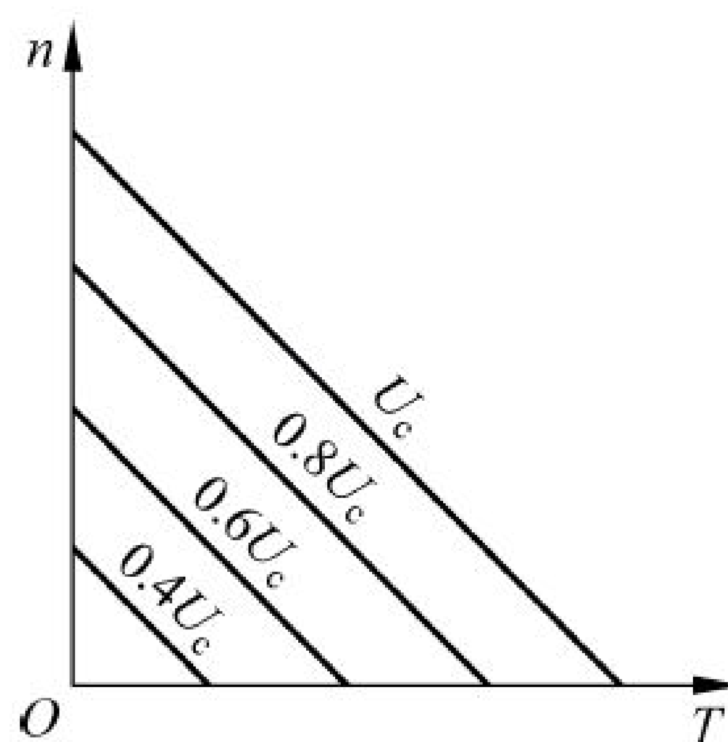


图 4.41 直流伺服电动机的机械特性

直流伺服电动机的机械特性是线性的,起动转矩大,时间常数小,响应迅速,励磁功率小,所以电枢控制的直流伺服电动机在工程上获得广泛应用。

直流伺服电动机的输出功率为 1～600W。

4.4.2 步进电机

步进电机是步进电动机的简称,一般电动机都是连续旋转,而步进电机是一步一步转动的。每输入一个电脉冲,电动机就转动一定的角度或前进一段距离,所以步进电机是一种将电脉冲信号转换为角位移或直线位移的执行元件,在汽车电控系统中得到广泛应用。

步进电动机的类型很多,现以汽车上常用的永磁转子式步进电机为例,说明其工作原理。

1. 结构与原理

永磁转子式步进电机的转子是一个具有 N 极和 S 极的永久磁铁,定子有两相独立的绕组,如图 4.42(a)所示。当从 B_1 到 B 向绕组输入一个电脉冲信号时,绕组产生一个磁场,在磁力同性相斥、异性相吸的原理作用下,使转子 S 极在右、N 极在左的位置。

当从 B_1 到 B 输入的脉冲信号消失后,再从 A 到 A_1 向绕组输入另一个脉冲信号时,绕组产生一个磁场,N 极在上、S 极在下,如图 4.42 ①所示。在同性相斥、异性相吸原理作用下,转子就会沿逆时针方向转动 90°,如图 4.42 ②所示。

当从 A 到 A_1 输入的脉冲信号消失后,再从 B 到 B_1 向绕组输入另一个脉冲信号时,绕组产生磁场,N 极在左、S 极在右,如图 4.42 ②所示。在同性相斥、异性相吸原理作用下,转子就会沿逆时针方向转动 90°,如图 4.42 ③所示。

当从 B 到 B_1 输入的脉冲信号消失后,再从 A_1 到 A 向绕组输入另一个脉冲信号时,绕组产生磁场,N 极在下、S 极在上,如图 4.42 ③所示。在同性相斥、异性相吸原理作用下,转

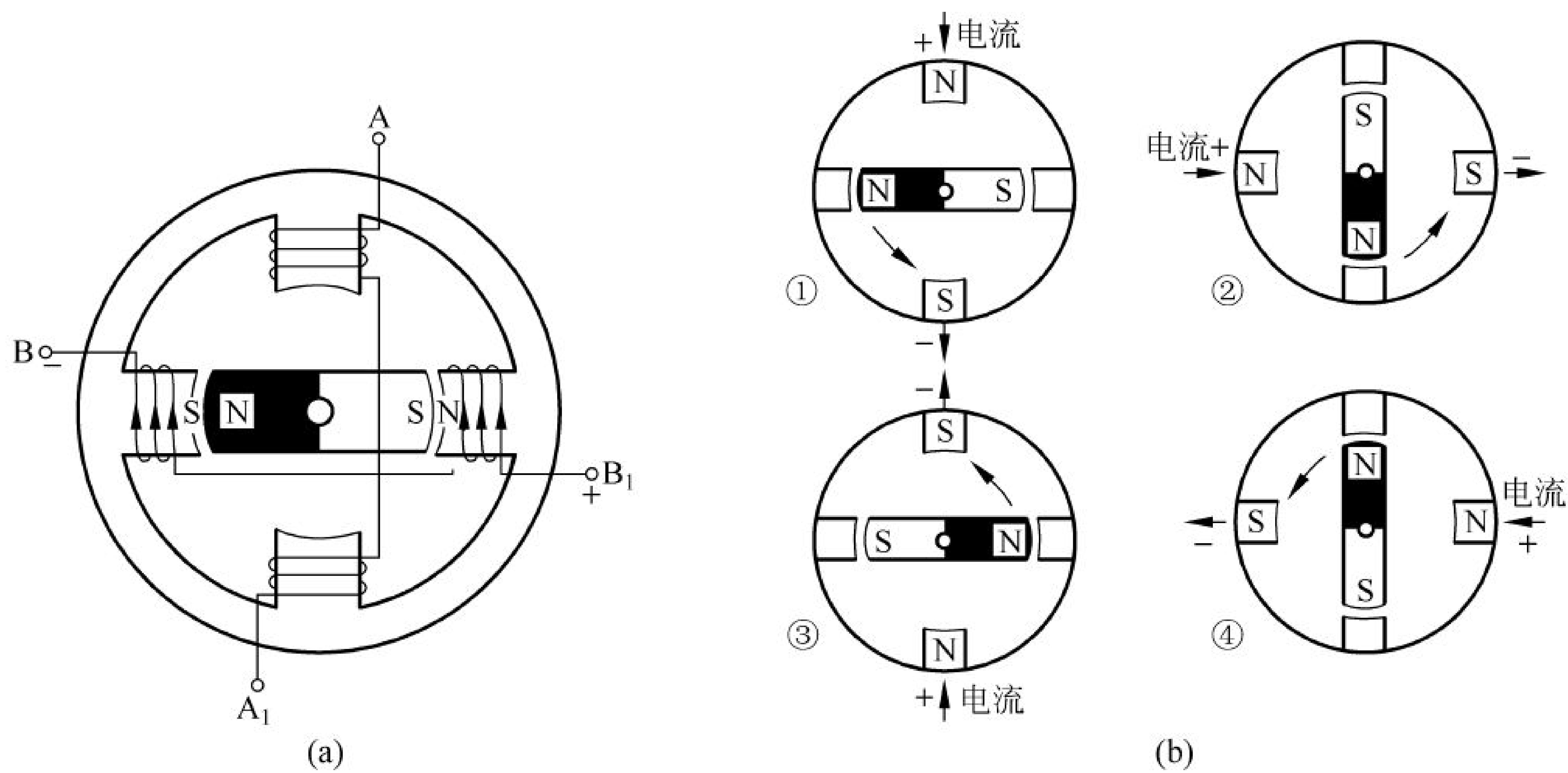


图 4.42　永磁转子式步进电机步进原理
(a) 原理图；(b) 步进情况

子就会沿逆时针方向转动 90°，如图 4.42④所示。

如果依次按 B_1—B、A—A_1、B—B_1、A_1—A 的顺序向绕组输入 4 个脉冲信号，如图 4.43(a) 所示，电机就会沿逆时针方向转动一圈，如图 4.42(b) 所示。同理，如果依次按 B_1—B、A_1—A、B—B_1、A—A_1 的顺序向绕组输入 4 个脉冲信号，如图 4.43(b) 所示，电机就会沿顺时针方向转动一圈。

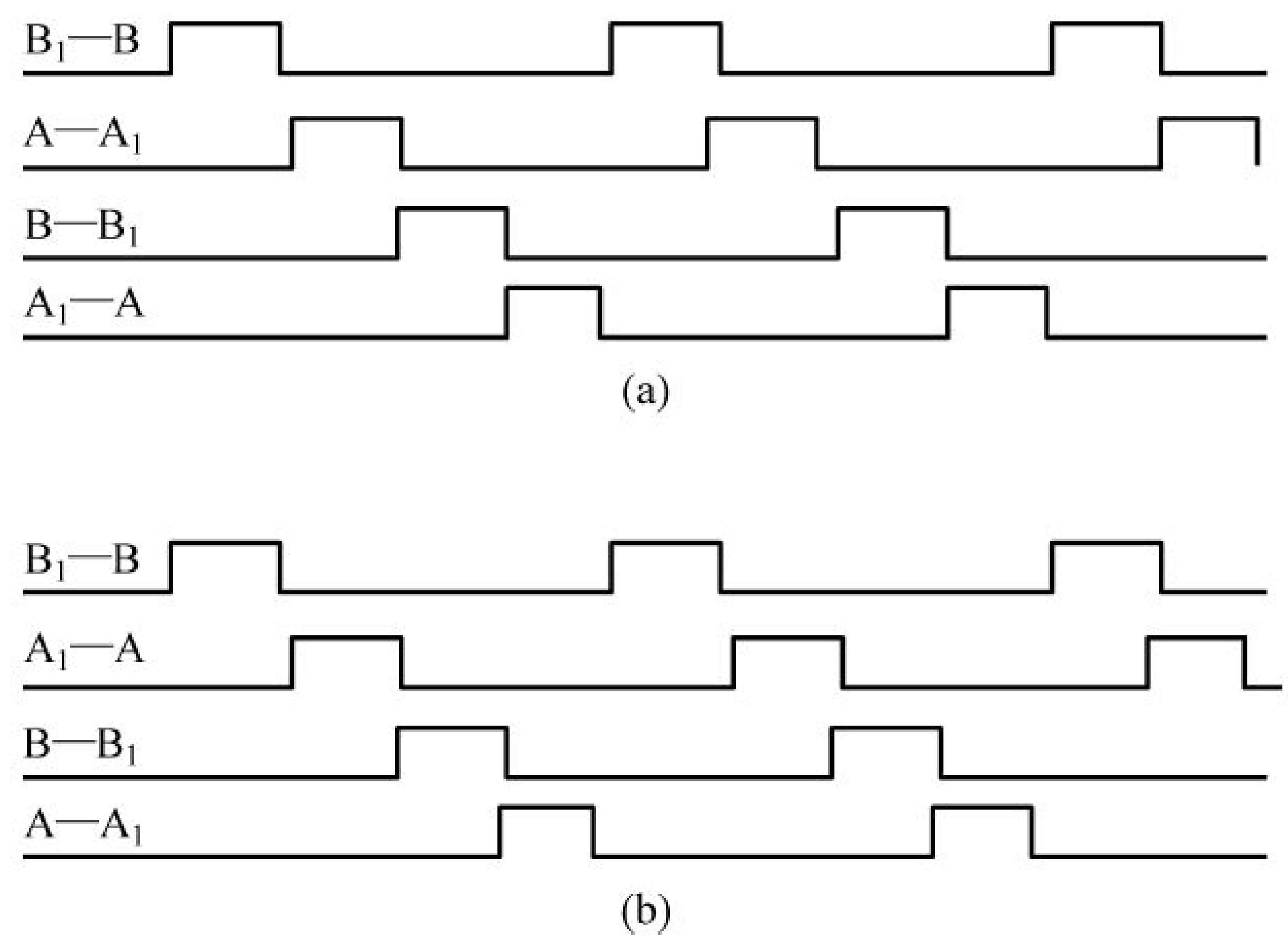


图 4.43　步进电机控制脉冲
(a) 逆时针转动制脉冲；(b) 顺时针转动制脉冲

2. 步进角及其影响因素

每输入一个脉冲信号使电机转动的角度，称为步进电机的步进角。步进电机定子爪极越多，步进角越小，转角的控制精度就越高，所需定子绕组的数量和控制脉冲的组数就越多。

步进电机的转速取决于控制脉冲的频率,频率越高,转速越快。

常用步进电机的步进角有30°、15°、11.25°、7.5°、3.75°、2.5°、1.8°等。如丰田皇冠3.0型轿车2JZ-GE发动机采用的永磁式步进电机,其转子设有8对磁极,定子设有32个爪极,转子转动一圈前进32步,步进角为11.25°,该步进电机的工作范围为0～125步(大约转动4圈),工作电路如图4.44所示。

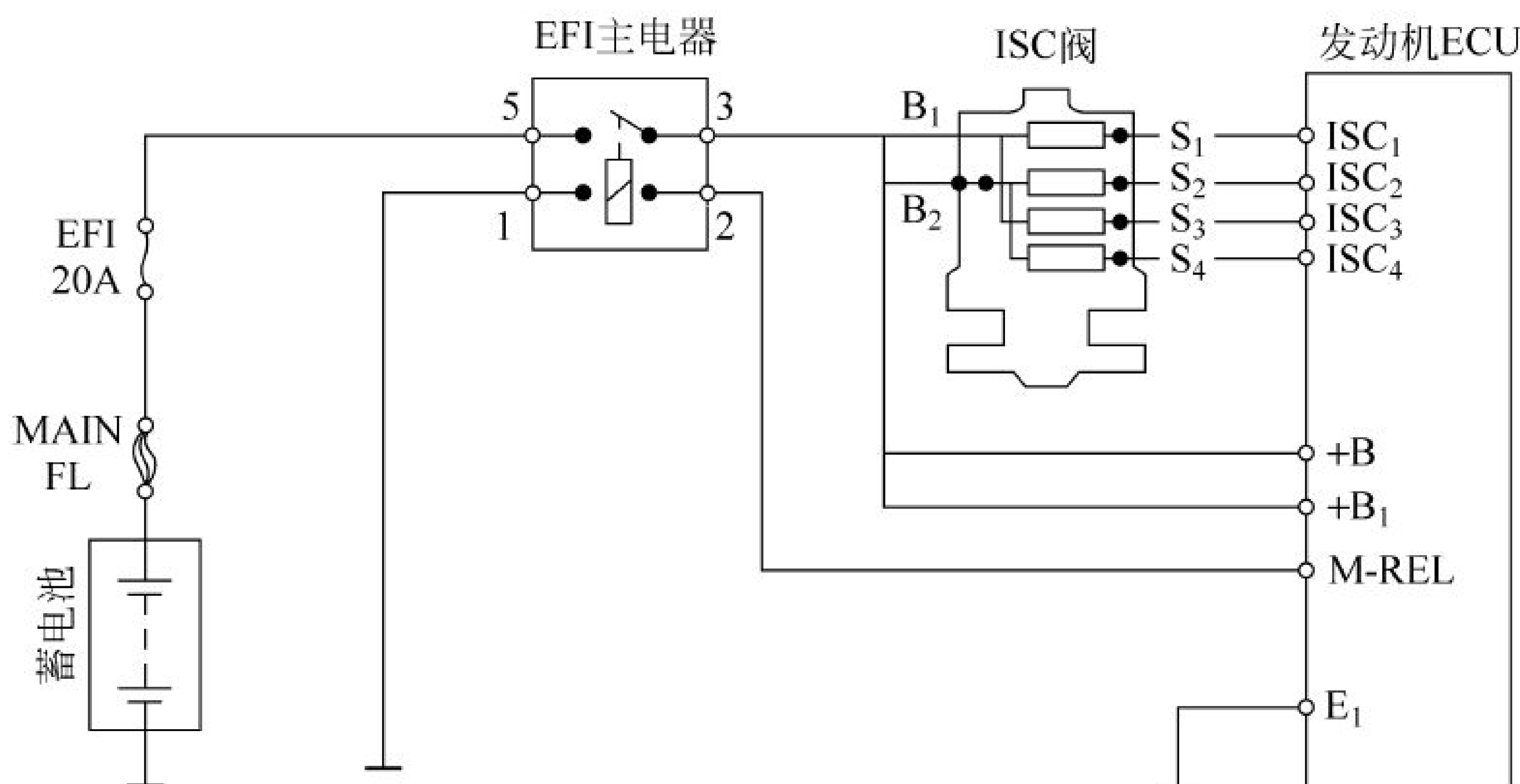


图4.44　丰田皇冠3.0型轿车步进电机工作电路

奥迪200轿车用永磁转子式步进电机设有两个线圈,转子每转一圈需要步进24步,每步进一步约需4ms,步进角为15°,该步进电机的工作范围为0～128步(大约转动5.3圈)。

4.5　电动汽车中的电机驱动系统

驱动系统一般按所使用电机类型的不同而划分,在电动汽车上,目前常用的驱动系统有三种:直流电机驱动系统,三相交流异步感应电动机驱动系统和永磁同步电机交流驱动系统。其中的永磁同步电机包括无刷直流电机(BDCM)和三相永磁同步电机(PMSM)。电动汽车与普通燃油汽车的主要差别在于驱动系统。

4.5.1　交流电机驱动系统的优点

以前,几乎所有的车辆牵引电机均为直流电机,这是因为牵引直流电机具有起步加速引力大,控制系统较简单等优点。但是近几年来,由于电力电子器件及其技术的迅速发展,具有交流电机驱动系统的电动汽车的研制开发不断取得新突破,尽管目前尚处于发展完善阶段,但该系统已显示出强大的生命力,与直流电机系统相比,它具有以下优点:

(1) 交流驱动系统的批量生产价格将与直流系统相当;

(2) 交流电机的可靠性约为直流电机的6倍;

(3) 整个交流驱动系统的可靠性约为直流驱动系统的2倍;

(4) 直流斩波调速系统的维护保养费用约为交流系统的2.5倍;

(5) 交流驱动系统与直流斩波调速驱动系统相比,可节约5%～7%的电能,而与直流电

阻调压调速系统相比将节约25%～30%的电能。

本节简单介绍交流电机驱动系统。

4.5.2 交流电机驱动系统框图

典型的电动汽车交流电机驱动控制系统如图4.45所示，它主要由四个系统构成：驱动系统、冷却系统、车身控制系统和能量管理系统。驱动系统中，动力电池的电流经动力分配单元送入系统控制器，系统控制器将直流电逆变成交流电驱动交流电机，电机输出的扭矩经定速比减速器后，通过万向传动轴、主减速器、差速器和半轴驱动车轮，使汽车前进或倒退。当汽车制动减速时，车轮带动电机转动，通过矢量控制使感应电机成为交流发电机产生电能，经系统控制器逆变变换后给电池组充电，这一过程称为再生制动，具有再生制动的电动汽车使一次充电后的续驶里程增加10%～15%。对于交流驱动系统，电池组电压一般为300～400V比较合适。

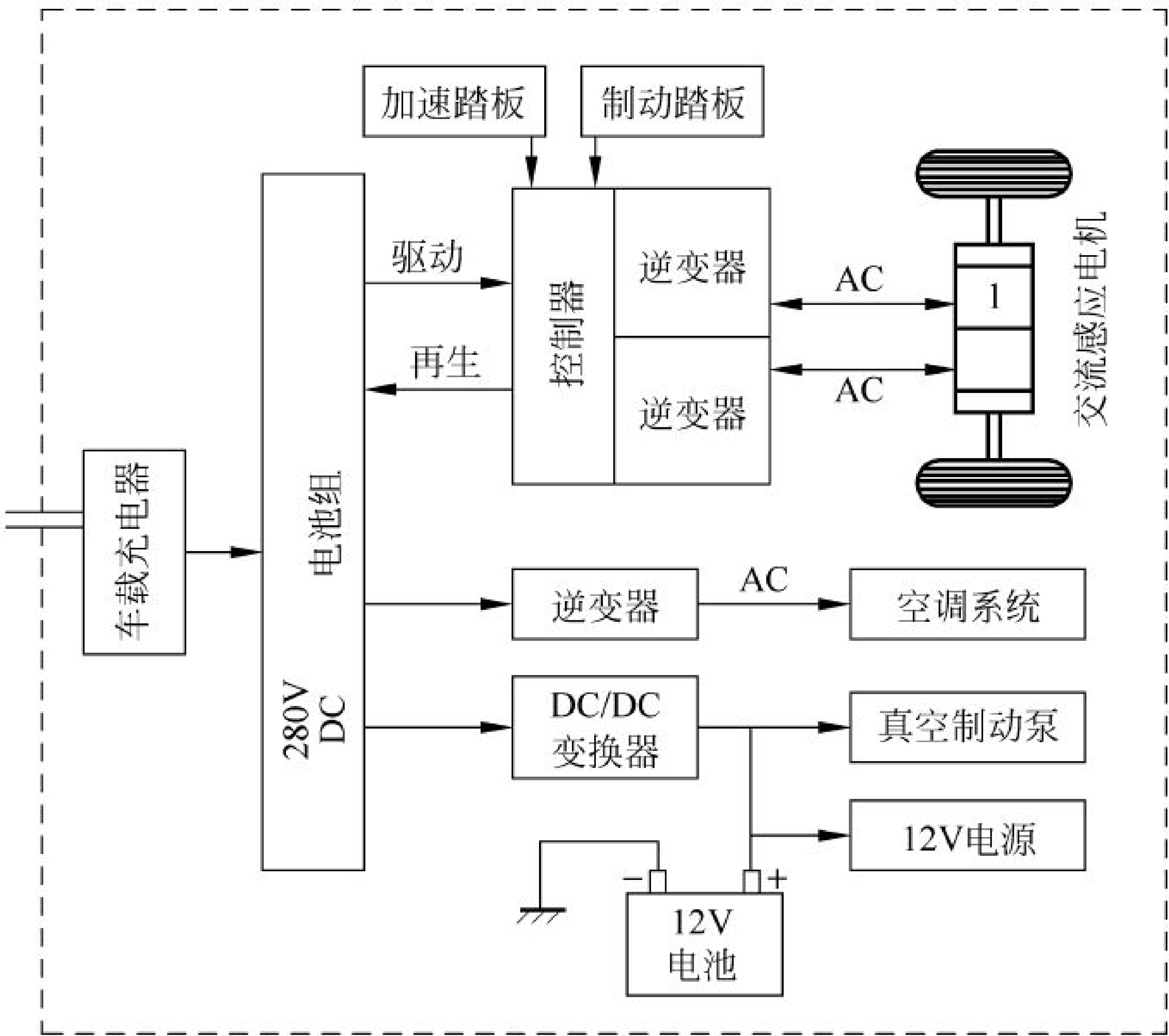


图4.45 电动汽车交流电机驱动系统

重点与难点答疑

问题1：如何理解异步电动机的“异步”两字，为什么异步电动机又称为感应电动机？

答：“异步”是指电动机的旋转磁场的同步转速n_0（又称为n_1）与转子转速n不相等的现象。异步电动机的转动原理就是靠旋转磁场与转子转速的不同，两者之间存在着相对转速差，因此转子方可切割磁力线，在转子的有效导体中产生感应电流，该电流又与磁场相互作用，在转子上产生电磁转矩，使转子旋转起来。利用这种原理制成的电动机就叫异步电动机。

在上述原理过程中,由于转子电流不是靠外加电源电压直接作用在转子上而产生的,它是依靠电磁感应作用在转子绕组上产生感应电动势而得来的。因此,异步电动机又称感应电动机。

“异步”、“感应”这两个名称都反映了这种电机的工作原理。

问题2:书中说,转差率 s 是异步电动机的一个重要物理量。这种说法怎么理解呢?

答:首先,转差率是分析异步电动机工作原理的一个重要物理量。它直接说明了异步电动机的“异步”特征。例如转差率越大,表示转子导体与旋转磁场之间相对切割的速率大,因此转子感应电动势越大,转子电流也越大。可见转差率与异步电动机的转子电动势、转子电流、转子电抗、转子频率及电磁转矩等许多物理量有关。引入转差率的概念,可以更加直接地说明这些量的相互关系。

其次,s 又是反映异步电动机运行情况的一个重要物理量。例如异步电动机在起动瞬间,因 $n=0$,故有 $s=\frac{n_0-0}{n_0}=1$;当异步电动机正常运行时,由于转子转速 n 比同步转速 n_0 小,即 $n_0>n>0$,则有 $0<s<1$,通常 $s_N=0.02\sim0.06$;当异步电动机转子出现了在外力驱使下,与旋转磁场同向旋转,且 $n>n_0$ 时,则有 $s=\frac{n_0-n}{n_0}<0$;当正常运行的异步电动机反接制动时,则有 $s=\frac{-n_0-n}{-n_0}=\frac{n_0+n}{n_0}>1$;若转子转速 $n=n_0$,即旋转磁场和转子导体相对静止,则有 $s=0$。

问题3:异步电动机的起动电流大,能影响电动机的寿命吗?

答:在正确选择电动机的工作制式的前提下,通常,起动电流所造成的热效应以及机械力不致损伤电动机,因此不会影响电动机寿命。但对于大功率的电动机因起动电流过大会使电网电压下降影响其他用户,所以应想办法限制起动电流。

问题4:在异步电动机的固有机械特性曲线上,有三个特殊的工作点,它们都具有什么意义?

答:图4.11中的 B 点为额定运行点。它对应于额定转矩 T_N 和额定转速 n_N,反映了电动机的额定工作状态。该额定状态说明了电动机长期运行的能力。判断电动机能否长期运行就要看它的额定转矩 T_N 是否大于或等于负载转矩 T_L,若满足 $T_N\geqslant T_L$,则可以带此负载长期运行。异步电动机在额定状态下运行时,定子线电流等于额定电流 I_N,输出功率为额定功率 P_N,所以 I_N 和 P_N 的大小也可以说明电动机在长期运行时带负载的能力。

图4.11中的 C 点为电磁转矩的最大点。它对应于最大转矩 T_m,反映了电动机的临界状态。该临界状态说明了电动机的短时过载能力。判断电动机能否短时运行,就要看它的最大转矩 T_m 是否大于负载转矩 T_L。若满足 $T_m>T_L$,则可带此负载短时运行(为保证温度不超过允许值,T_L 越大,允许过载的时间越短)。T_m 与 T_L 的比值称为过载系数,可在产品目录中查到。在实际使用电动机时应使负载转矩较远地小于最大转矩,以便给电动机留有余地。

图4.11中的 D 点是起动点。它对应于起动转矩 T_{st},反映了电动机的起动状态。该起动状态说明了电动机的直接起动能力。判断电动机能否直接起动,就要看它的起动转矩 T_{st} 是否大于负载转矩 T_L。若满足 $T_{st}>T_L$,则有可能带此负载直接起动(此外,还要看起动电流 I_{st} 是否在允许范围之内)。T_{st} 与 T_L 的比值可在产品目录中查到。

问题5:异步电动机的起动方法有多种,怎样根据具体情况选择不同的起动方法?

答:异步电动机的起动方法有四种。首先判断一种起动方法是否合适都要考虑以下两

点：一是能否满足 $T_{st}>T_L$；二是起动电流 I_{st}是否在允许范围之内。

其次才是根据四种起动方法的各自特点与适用范围进行选择。例如：直接起动适宜于不过于频繁起动，一般 P_N 在 20～30kW 以下的电动机，并且小于供电变压器容量的 20%时；星-三角换接降压起动适宜于正常运行时，为三角形接法的电动机，并且应在轻载或空载的情况下起动；自耦变压器降压起动适宜于正常运行为Y型接法的大功率电动机，并且也应在轻载或空载的情况下起动；转子串电阻起动仅适用于绕线式电动机，并且可以满载或重载起动。

问题 6：听说异步电动机调速困难。是这样吗？

答：由公式 $n=(1-s)\dfrac{60f}{p}$可知异步电动机的调速有三种方法，即变极调速(改变磁极对数 p)、变频调速(改变电源频率 f)和变转差率调速。变极调速，只能用在专门制造的多速电机中，制造时把定子绕组制出多套或引出多个抽头，调速时通过在外部改变接法，来改变磁极对数。这种调速不仅使用有局限性，而且电动机不能实现连续，平滑的无级调速；变转差率调速的局限性更大，因为要在转子绕组中串联调速电阻，所以仅限于绕线式异步电动机；而变频调速则需要一个把频率为 50Hz 的三相交流电源变换成为频率和电压都可调节的专门电源，这在很多年前几乎是不可能的。因此才有了异步电动机调速困难的说法。

但是随着功率电子器件的发展和变频调速技术的进步，异步电动机调速困难的说法已被打破。现在各种实用的变频器产品的出现使异步电动机的调速已经不再困难。尤其在电动汽车的电动机驱动系统中异步电动机的交流驱动系统，比直流电动机的直流驱动系统表现出更多的优越性，大有取而代之的趋势。因此异步电动机是本章学习的重点内容。

问题 7：直流伺服电动机有什么特点？

答：直流伺服电动机的结构与普通直流电动机是类似的。磁极由不易退磁的永久磁铁制成，电枢采用了一些减小转动惯量的措施，以使在控制电压作用下的电动机的转速和转动方向非常灵敏和准确。其机械特性是线性的，较硬，转速的大小取决于电枢电压的大小，电压为零，则转速为零。改变通入电枢绕组电流的方向，则改变电动机的旋转方向。

在汽车电器系统中，除了起动机中使用普通的串励或复励的直流电动机外，起各种控制作用的执行电机有许多场合都是直流伺服电动机。

练　习　题

4-1　三相异步电动机中的鼠笼式与绕线式电动机结构上有什么不同？

4-2　三相异步电动机旋转磁场产生的条件是什么？其方向与转速又如何？

4-3　为什么异步电动机转子转速低于旋转磁场的转速？

4-4　在图 4.46 中，试分析 $n>n_1$ 时，感应电动势和电流方向、载流导体受力方向、电磁转矩的方向及性质。

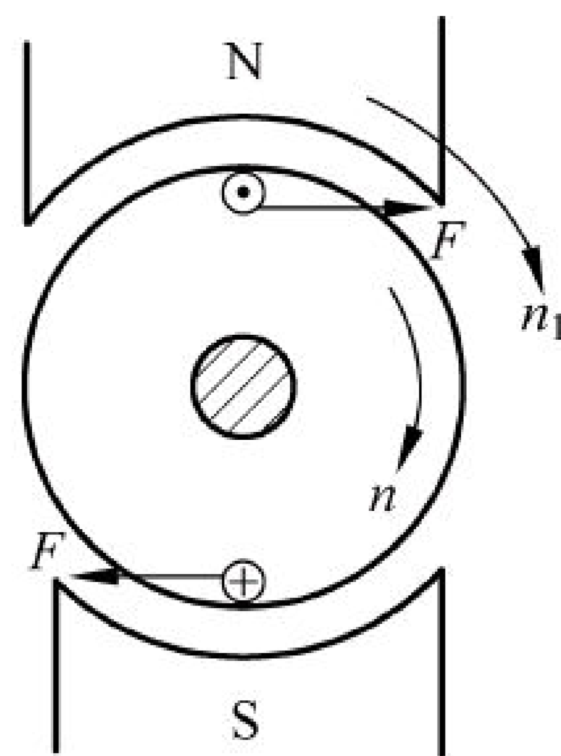


图 4.46　题 4-4 图

4-5　电源频率为 50Hz，额定转差率为 0.02，试分别求出二极、四

极、六极、八极电动机的同步转速与额定转速。

4-6 三相异步电动机的电磁转矩与哪些量有关?它是否随拖动的负载变化而变化,如何变化?

4-7 在三相异步电动机的固有机械特性曲线上,都有哪些运动状态,当转差率 s 在(1)$s=1$,(2)$s=0$,(3)$0<s<1$,(4)$s<0$,(5)$s>1$ 的各种情况下,电动机又分别处于何种运行状态?

4-8 三相异步电动机如何实现反转?

4-9 三相异步电动机有哪几种调速方法,各有什么特点?有哪几种制动方法,各有什么特点?

4-10 三相异步电动机为什么起动电流大,它常用的起动方法有哪些?

4-11 有些三相异步电动机的铭牌上标有:额定电压380/220V,接法Y/△。(1)其表示意思是什么?(2)当正确使用时,这两种情况下电动机的额定功率、功率因数、效率、转速、相电压、相电流、线电压、线电流是否有变化?

4-12 说明硅整流三相同步交流发电机的各部分组成与作用。

4-13 说明硅整流三相同步交流发电机的发电原理与整流原理。

4-14 汽车用交流发电机的励磁方式有哪两种?这两种方式的工作条件是什么?

4-15 汽车上的发电机为什么要配调节器?

4-16 说明直流电动机的各部分的组成与作用。

4-17 并励、串励、复励直流电动机绕组的联接方式有什么不同?它们的机械特性各有什么特点?

4-18 说明直流电动机起动电流大的原因与三相异步电动机的起动电流大有什么不同?通常采用什么办法解决?

4-19 直流电动机调速方法有几种,各有什么特点?

4-20 在使用并励直流电动机时,发现转向不对,如果把接到电源上的两根线对调一下,能否改变转动方向。

4-21 直流伺服电动机与普通直流电动机的机械特性有什么不同?

4-22 步进电机的转子运行有哪些特点?

自我测验题

(共80分,90分钟)

一、填空题(每空1分,共40分)

1. 异步电动机根据转子结构的不同可分为________式和________式两大类。________式电动机调速性能较差,________式电动机调速性能较好。

2. 三相异步电动机主要由________和________两个基本部分组成。电动机的铁芯是由相互绝缘的________叠压制成。电动机的定子绕组可以联接成________或________两种方式。

3. 旋转磁场的转动方向与通入定子绕组中三相电流的________有关。异步电动机的

转动方向与________的方向相同。旋转磁场的转速决定于电动机的________和________。

4. 降压起动是指利用起动设备将电压适当________后加到电动机的定子绕组上进行起动，待电动机达到一定的转速后，再使其恢复到____________________下正常运行。电动机常用的两种降压起动方法是________起动和________起动。

5. 转子转速越接近磁场转速，则转差率越________。对应于最大转矩处的转差率称为________转差率。

6. 异步电动机的调速可以用改变________、________和________三种方法来实现。

7. 三相同步交流发电机定子的作用是________，转子的作用是______________。

8. 交流发电机的励磁绕组的励磁方式分为________和________。

9. 直流电动机换向器的作用是____________________________。

10. 直流电机的定子主要由________、________、________和________组成。转子主要由________和________组成。

11. 直流电机的主要起动方法有________和________。

12. 一般电机是连续旋转的，而步进电机是____________________转动的。从一次通电到另一次通电称为________，而此时转过的角度称为________，其转速与输入脉冲频率成________。

13. 汽车上的发电机一定要配________来使用。

二、判断题(每小题 1 分，共 10 分)

1. 当加在定子绕组上的电压降低时，将引起转子转速下降。(　　)
2. 三相异步电动机所加电源电压越高，电磁转矩越大。(　　)
3. 异步电动机转子电路的频率随转速而改变，转速越高，则频率越高。(　　)
4. 电动机的额定功率指的是电动机轴上输出的机械功率。(　　)
5. 旋转磁场的转速与磁极对数有关，磁极对数越多，转速越高。(　　)
6. 鼠笼式异步机和绕线式异步机的工作原理不同。(　　)
7. 三相异步电动机在满载和空载下起动时，起动电流是一样的。(　　)
8. 三相同步电动机改变转子励磁电流，可以调节电动机的功率因数。(　　)
9. 直流电机和交流电机的工作原理相同。(　　)
10. 直流电机可以在额定电压下直接起动。(　　)

三、选择题(每小题 2 分，共 20 分)

1. 磁极对数为 1 的三相异步电动机定子绕组在空间位置上彼此相差(　　)。

A. 60°　　B. 120°　　C. 180°　　D. 360°

2. 三相异步电动机的旋转方向与通入三相绕组的三相电流(　　)有关。

A. 大小　　B. 方向　　C. 相序　　D. 频率

3. 三相异步电动机旋转磁场的转速与(　　)有关。

A. 负载转矩大小　　B. 定子绕组电压大小
C. 三相转子所串电阻　　D. 电源频率

4. 三相异步电动机的起动电流与起动时的(　　)。

A. 电压成正比　　B. 电压平方成正比
C. 电压成反比　　D. 电压平方成反比

5. 三相异步电动机的起动转矩与(　　)。

A. 电压成正比　　B. 电压平方成正比　C. 电压成反比　　D. 电压平方成反比

6. 以下起动方法中,既能减小起动电流,又能增大起动转矩的方法是(　　)。

A. 鼠笼式电动机Y-△降压起动　　B. 鼠笼式电动机定子串电阻降压起动

C. 鼠笼式电动机自耦变压器降压起动　　D. 绕线式电动机转子串适当电阻起动

7. 能耗制动的方法就是在切断三相电源的同时(　　)。

A. 给转子绕组中通入交流电　　B. 给转子绕组中通入直流电

C. 给定子绕组中通入交流电　　D. 给定子绕组中通入直流电

8. Y-△降压起动,由于起动时每相定子绕组的电压为额定电压的 $1/\sqrt{3}$ 倍,所以起动转矩也只有直接起动时的(　　)倍。

A. 1/3　　B. $1/\sqrt{3}$　　C. 3　　D. 1/9

9. 三相异步电动机定子绕组正常,转子绕组处于开路,将其接入三相电源后,电动机的转速(　　)。

A. 正常　　B. 升高　　C. 降低　　D. 等于零

10. 某三相异步电动机铭牌上电压为220/380V,若采用Y-△换接起动,则起动电压为(　　)。

A. 380V　　B. 220V　　C. 127V　　D. 73.3V

四、计算分析题(10分)

1. 已知某三相异步电动机在额定状态下运行,其转速为1430r/min,电源频率为50Hz。求磁极对数 p、额定转差率 s_N 及转差速度 Δn。(4分)

2. 某4.5kW三相异步电动机的额定电压为380V,额定转速为950r/min,过载系数为1.6。求:

(1) T_N 及 T_m;

(2) 当电压下降至300V时,能否带额定负载运行?(6分)

第 5 章

常用半导体器件

学习要求：通过本章的学习，要求学习者应达到如下目标：

（1）了解本征半导体的导电特性及 P 型、N 型半导体，PN 结的形成和 PN 结的特性。

（2）掌握二极管的分类、伏安特性和用途，了解常用的几种特殊二极管的性能与用途。

（3）掌握晶体三极管的结构特点、工作原理、特性曲线、主要参数及用途用法。

（4）理解 MOS 场效应管的结构、工作原理和单极型与双极型晶体管的特点对比。

5.1 PN 结及其单向导电性

5.1.1 本征半导体

宏观世界的物质之所以体现了千差万别的不同特性，往往与其微观世界的分子排列形式或者其内部原子结构有关。半导体恰恰由于其内部原子结构最外层轨道上的电子数目介于导体与绝缘体之间，从而形成了它独有的导电特性。

提纯以后的半导体称为本征半导体，它具有晶体结构，其原子之间排列整齐，以共价键结构相互联系，如图 5.1 所示。

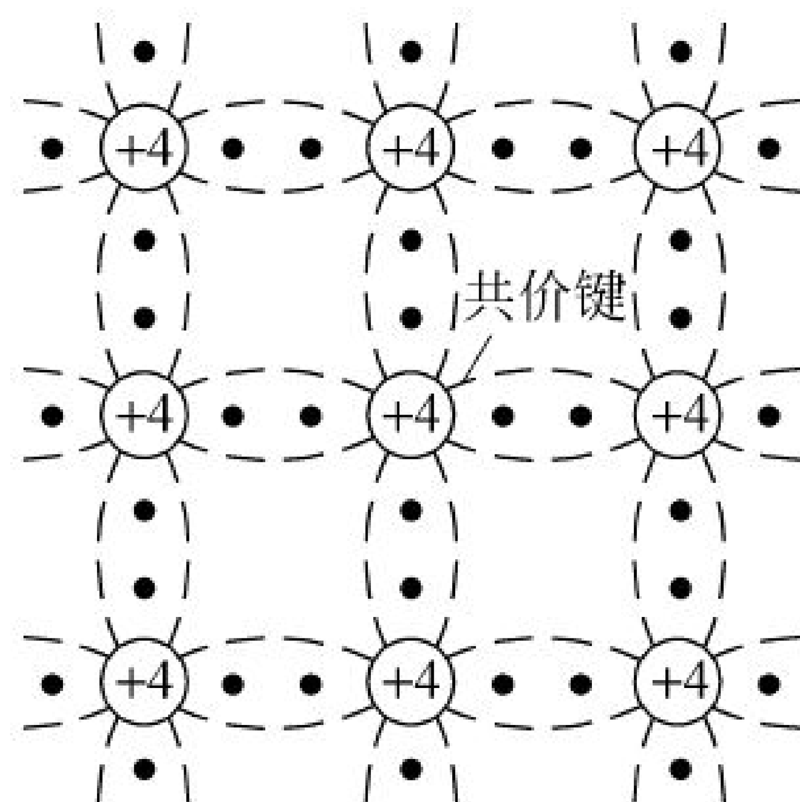


图 5.1 硅和锗晶体的共价键结构

在共价键结构中，原子最外层虽然具有八个电子而处于较为稳定的状态，但是共价键中的电子还不像在绝缘体中的价电子被束缚得那么紧，在热量、光照等能量激发下，有少量的电子获得能量即可挣脱原子核的束缚成为自由电子（这种现象称为本征激发）。同时在原来的共价键中留下一个空位，称为空穴。本征半导体中的自由电子和空穴是成对出现的。晶体中某处出现一个空穴，附近具有较高能量的价电子就可以容易地填补这个空穴，这样就在邻近原子处留下一个新的空穴，它也可以由相邻原子的价电子来递补。如此继续下去，就好像空穴在移动。

半导体中的自由电子带负电，空穴带正电，它们定向移动都形成电流，它们是运载电流的粒子，简称载流子。在电场的作用下，自由电子和空穴分别形成电子流和空穴流，二者代

数和即为半导体中的电流。

在纯净的半导体中,电子与空穴是成对出现的,在运动过程中,如果自由电子填补了空穴,则电子与空穴就成对消失,这种现象称为复合。

本征半导体的特点:

(1) 本征半导体具有一定的导电能力,但因常温下自由电子和空穴的数量很少,因此它的导电能力比较微弱。

(2) 本征半导体中载流子的浓度,除与半导体本身的性质有关外,还与温度密切相关。在一定的温度下,载流子的产生和复合达到动态平衡,于是半导体中的载流子(自由电子和空穴)便维持一定数目。温度越高,载流子数目越多,导电性能也就越好。本征半导体的这个特性要一分为二来看:对于以本征半导体为基础而制造出来的二极管、三极管等电子器件,其电路性能往往由于温度的变化而存在着工作不稳定因素;但是,利用本征半导体的热敏、光敏特性可以制成各种各样的热敏、光敏器件,它们在生产、生活等许多领域得到广泛应用。

5.1.2 杂质半导体

本征半导体的导电能力在室温情况下不但很低,更重要的是靠温度控制导电能力很不方便。在本征半导体中掺入有用的微量杂质(简称掺杂),就可以形成导电能力强而又控制方便的杂质半导体。根据掺入的杂质的不同,分为N型半导体和P型半导体两类。

1. N型半导体

如果在4价硅(或锗)的晶体中掺入少量的5价杂质元素磷(或其他五价元素),那么整个晶体结构基本上不变,只是某些位置上的硅原子将被杂质原子代替。由于杂质原子的外层有5个价电子,因此它与周围4个硅原子组成共价键时,多余一个电子,如图5.2(a)所示,该电子不受共价键的束缚,很容易挣脱原子核的束缚而可成为自由电子。于是半导体中的自由电子数目大量增加,自由电子导电成为这种半导体导电的主要方式,故称它为电子半导体或N型半导体。这种半导体中磷原子因失去电子而成为带正电荷的离子。N型半导体具有如下特点:

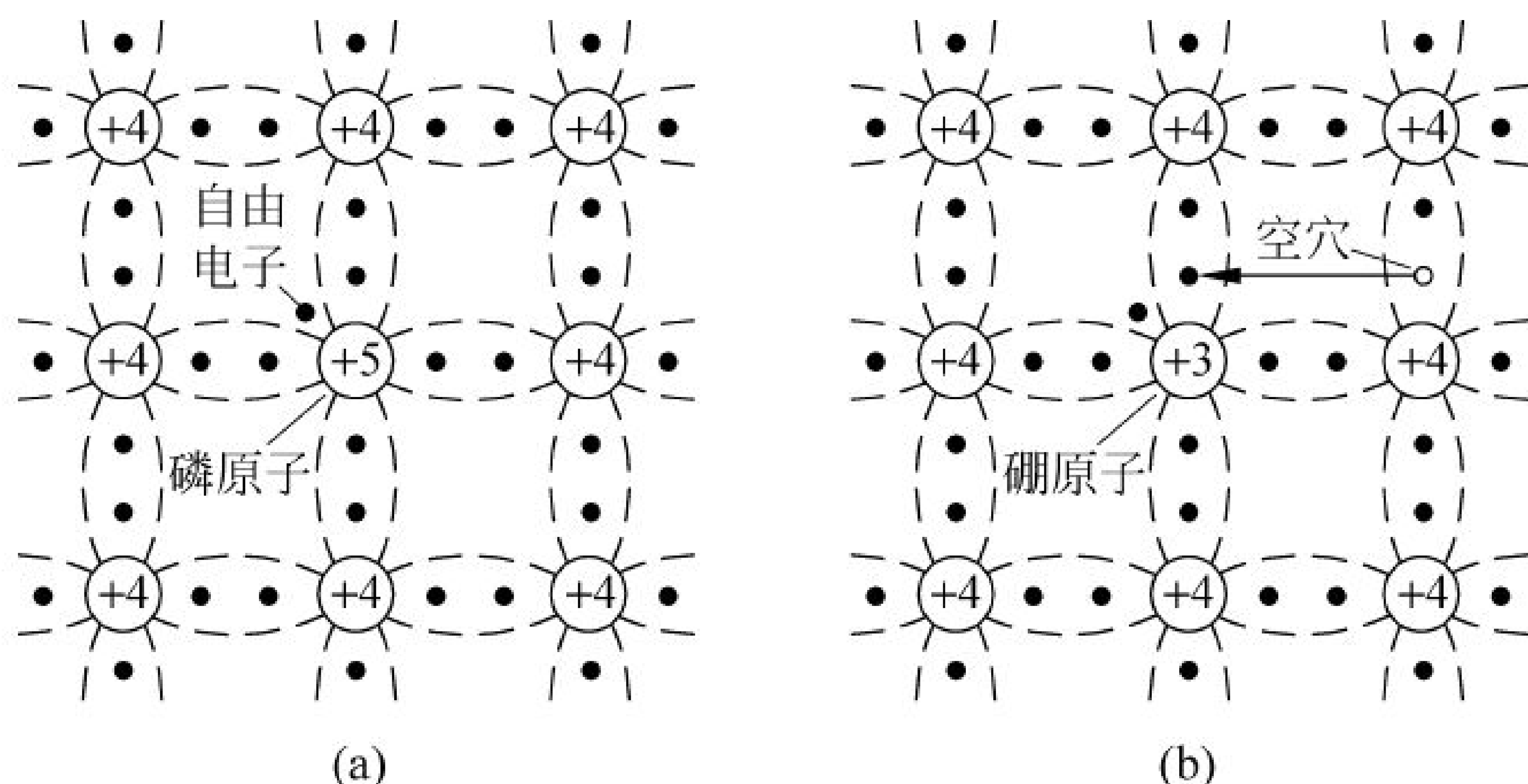


图5.2 杂质半导体

(a) N型半导体;(b) P型半导体

(1) 自由电子(主要由掺杂形成)为它的多数载流子(简称多子);

(2) 空穴(本征激发而形成)为它的少数载流子(简称少子)。

2. P 型半导体

在硅(或锗)的晶体中掺入少量 3 价杂质元素硼(或其他三价元素),此时杂质原子的最外层只有 3 个价电子,它和周围的硅原子组成共价键时,将因缺少一个电子而产生一个空位。当其相邻的硅原子的价电子获得能量时,就很容易填补这个空位,于是就产生了一个空穴,如图 5.2(b)所示。这种半导体中将形成大量空穴,空穴的浓度比自由电子的浓度高得多。这种以空穴导电作为主要导电方式的半导体为空穴半导体或 P 型半导体。这种半导体中的硼原子因得到一个电子而成为带负电的离子。P 型半导体具有如下特点:

(1) 空穴(主要由掺杂形成)为它的多子;

(2) 自由电子(本征激发而形成)为它的少子。

5.1.3　PN 结的形成

用特殊的工艺在一块半导体晶片上可制成两边分别为 N 型和 P 型的半导体,则在这两种半导体的交界面附近将形成一个 PN 结。PN 结是构成各种半导体器件的基础。

由于 P 型半导体一侧有大量空穴(浓度高),N 型半导体一侧空穴极少(浓度低),在交界面处就出现了空穴的浓度差别。这样,空穴都要从浓度高的 P 区向浓度低的 N 区扩散,且与 N 区的自由电子复合,在 P 区一侧留下不能移动的负离子空间电荷区,⊖表示 P 型半导体中的 3 价杂质原子因接受了一个价电子而变成了不能移动的负离子。同样 N 区的自由电子扩散到 P 区,且与 P 区的空穴复合,在 N 区一侧留下不能移动的正离子空间电荷区,⊕表示 N 型半导体中的 5 价杂质原子因失去一个电子而变成了不能移动的正离子。如图 5.3 所示,在两种半导体交界面的两侧形成了一个空间电荷区,这个空间电荷区就是 PN 结。

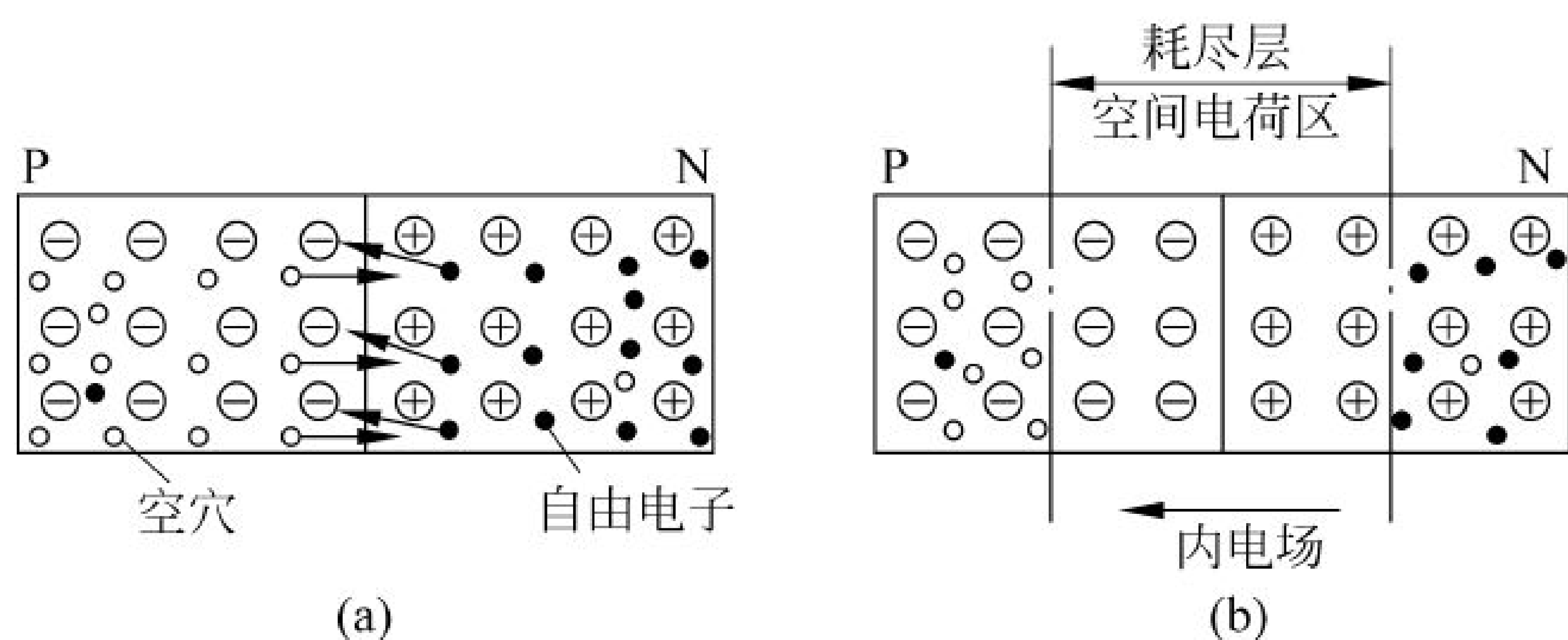


图 5.3　PN 结的形成

空间电荷区形成了一个方向由 N 区指向 P 区的内电场。内电场对多子的扩散起阻碍作用,所以空间电荷区又称为阻挡层。但另一方面,内电场可推动少子(P 区自由电子和 N 区空穴)越过空间电荷区进入对方区内,少子在电场作用下的这种有规则的运动称为漂移运动。漂移运动的结果使空间电荷区变窄,内电场被削弱,这又将引起多子扩散并增强内电场。在一定温度下,如果没有外电场的作用,扩散运动和漂移运动达到动态平衡。在平衡状态下,P 区的空穴(多子)向右扩散的数量与 N 区的空穴(少子)向左漂移的数量相等,即扩

散电流等于漂移电流,PN结中没有净电流流动。这时空间电荷区宽度基本稳定,即形成PN结。由于空间电荷区内载流子已消耗尽了,故它又叫耗尽层。

综上所述,在无外电场或其他因素激发下,PN结处于平衡状态,没有电流通过,空间电荷区的宽度是恒定值。

5.1.4 PN结的单向导电性

没有外电场作用时,PN结处于动态平衡状态,载流子的扩散与漂移相同,宏观上无净电流流过。

当PN结外加正向电压,即电源正极接P区,负极接N区时,这种联接方式称为正向接法或正向偏置(简称正偏),如图5.4所示。

正偏时,外电场与内电场方向相反,因而削弱了内电场,使耗尽层宽度减小,N区的电子和P区的空穴都能顺利地通过PN结,形成较大的扩散电流。至于漂移电流,本来就是少子运动形成的,而少子的数量又很少,故对总电流的影响可忽略。因此,回路中的扩散电流将大大超过漂移电流,最后形成一个较大的正向电流 I_F,其方向在PN结中是从P区流向N区。如图5.4所示。这时PN结处于低阻状态,又称导通状态。

正偏时,只要在PN结两端加上一个很小的正向电压,即可得到较大的正向电流。为了防止回路电流过大,一般接入一个限流电阻 R。

当PN结外加反向电压,即电源正极接N区,负极接P区时,这种联接方式称为反向接法或反向偏置(简称反偏),如图5.5所示。反向偏置时,外电场与内电场方向一致,耗尽层大大加宽,因此扩散难以进行,但有利于少子的漂移,在回路中产生了由少子漂移所形成的反向电流 I_R。因少子浓度很低,并在温度一定时浓度不变,所以反向电流很小,此时PN结处于高阻状态,又称截止状态。当温度升高时,少子数量增加,故反向电流 I_R 增大。

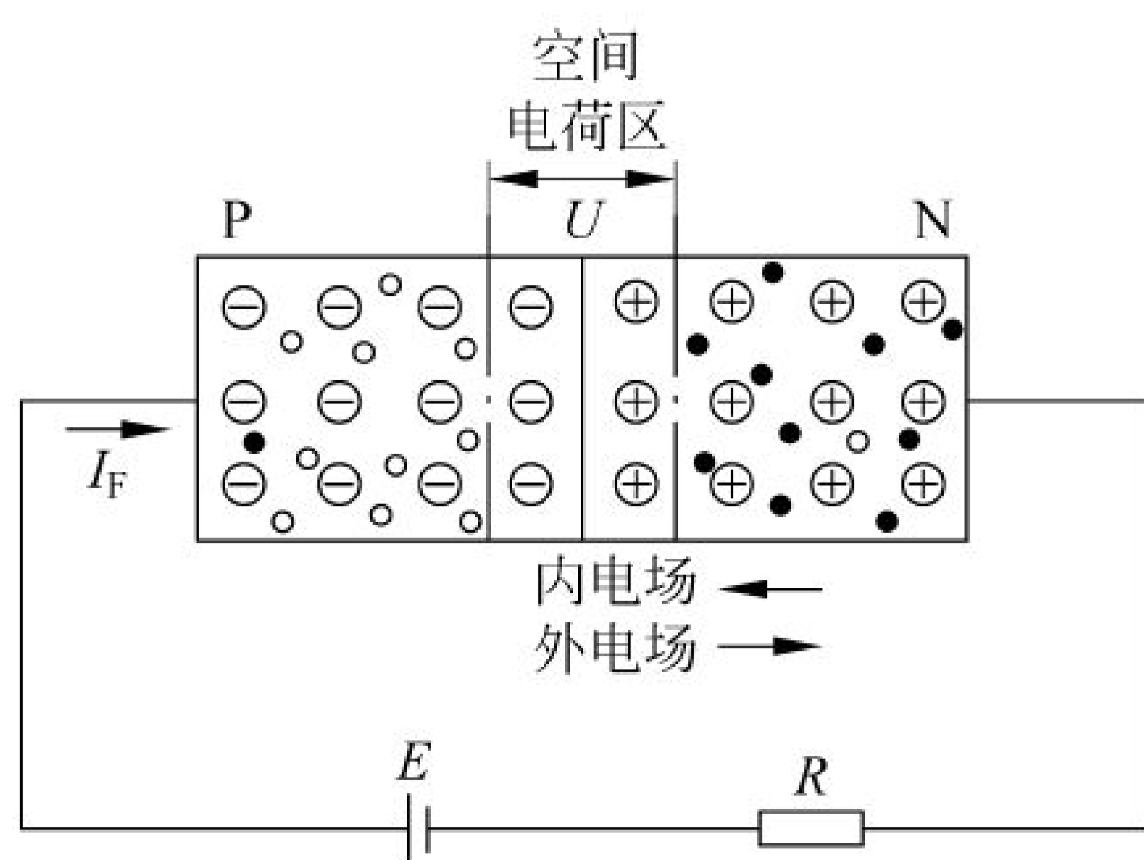


图5.4 正向偏置的PN结

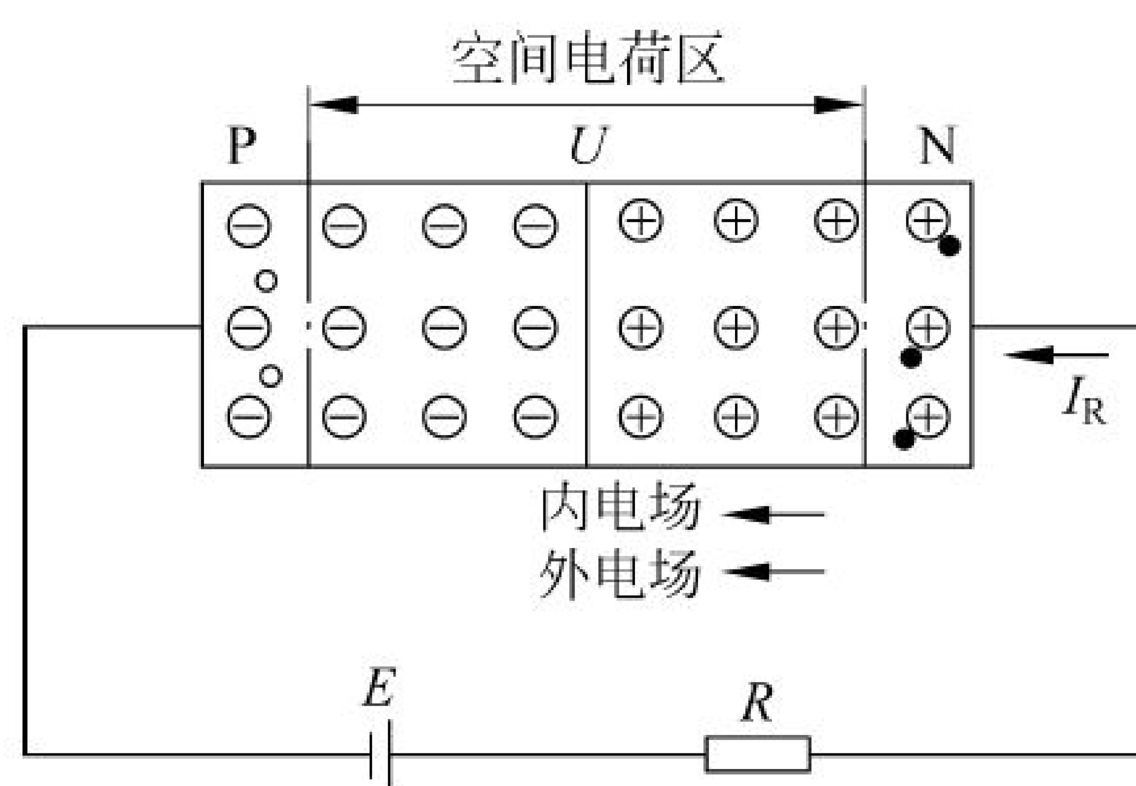


图5.5 反向偏置的PN结

综上所述,PN结正偏时,将会通过较大的正向电流 I_F,电流的方向是从P区流向N区,PN结的等效电阻很小,PN结导通;PN结反偏时,只有很小的反向电流 I_R,电流的方向是从N区流向P区,PN结的等效电阻很大,可认为PN结是截止的。这就是PN结具有的单向导电性。

5.2　半导体二极管

5.2.1　半导体二极管的结构

将 PN 结封装并接出两个引出端，就是一个半导体二极管。从 P 区引出的端称为阳极（正极），从 N 区引出的端称为阴极（负极）。二极管的图形符号如图 5.6 所示。

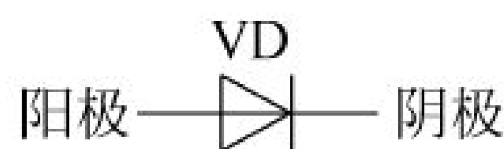


图 5.6　半导体二极管电路符号

二极管的种类很多，按使用的材料不同，可分成硅管和锗管两类；按其结构的不同可分为点接触型和面接触型两类。

点接触型二极管的特点是结面积很小，结电容较小。其工作频率较高，可达到 100MHz 以上。但不能承受较高的反向电压和通过较大的电流，一般电流在十几毫安或几十毫安以下。常用于高频检波和数字脉冲电路里的开关元件。

面接触型二极管的特点是结面积大，允许通过较大电流，一般为几百毫安到上百安，能承受较大的反向电压和功率，但结电容也大，适用于低频电路及整流电路。

5.2.2　半导体二极管的伏安特性

二极管两端的电压 U 与流过管子的电流 I 之间的关系曲线，称为二极管的伏安特性曲线。二极管的性能常用伏安特性来反映。可以用实验方法获取伏安特性曲线，实际的二极管伏安特性曲线如图 5.7 所示。

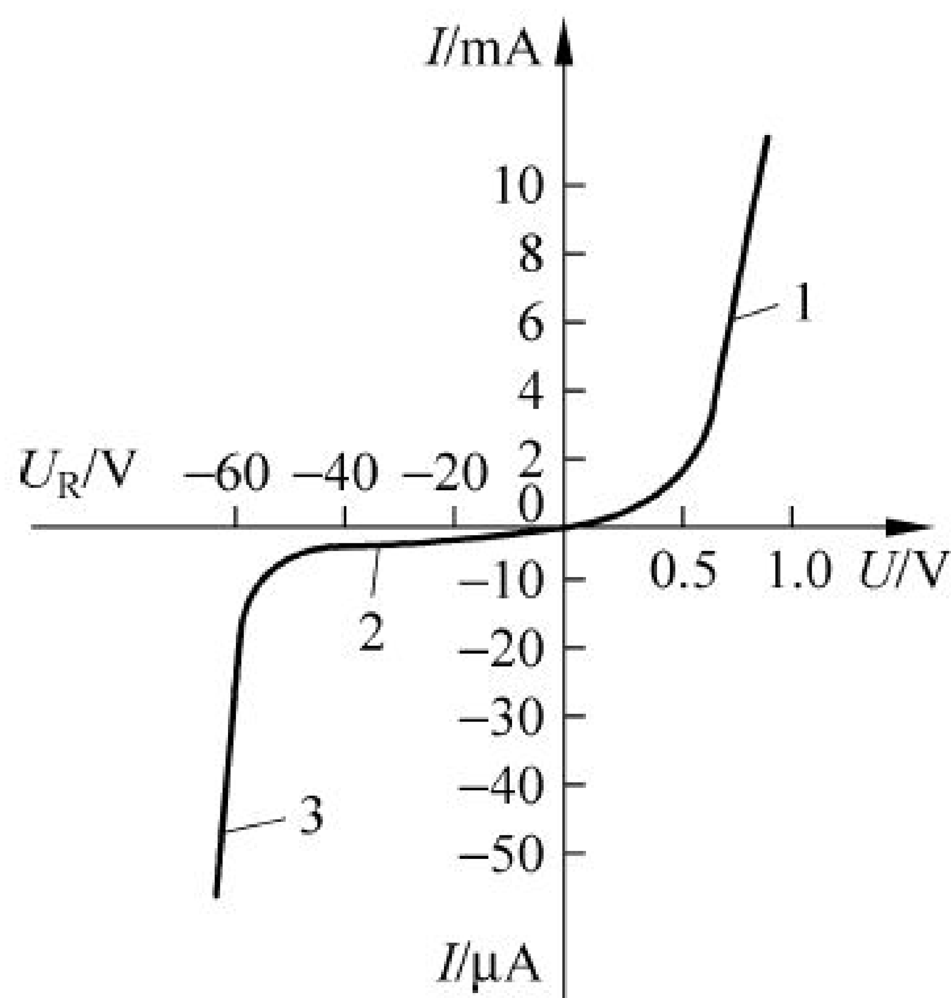


图 5.7　二极管的伏安特性

1. 正向特性

正向特性如图 5.7 的第 1 段所示。当二极管外加较小的正向电压时，正向电流几乎为零，可以认为二极管是不导通的。只有电压达到一定值时，才有电流出现。这个电压称为二极管的死区电压（门限电压）。一般硅管的死区电压约为 0.5V，锗管约为 0.1V。二极管存在死区电压的原因在于：当外加正向电压很小时，外电场不足以克服内电场的影响，正向电流几乎为零。

当正向电压大于死区电压时，PN 结内电场被大大削弱，二极管导通。二极管正向导通后，外加电压稍有上升，电流即有很大增加。因此，二极管的正向电压变化很小。在正常使用的电流范围内，硅管导通时的正向压降为 0.6～0.8V，典型值可取 0.7V；锗管导通电压为 0.2～0.4V，典型值可取 0.3V。

2. 反向特性

外加反向电压不高时(见图5.7中的第2段),由于少子的漂移运动,形成很小的反向电流,二极管处于截止状态。由于在反向电压不超过一定范围时,反向电流的大小基本恒定,故又称反向电流为反向饱和电流。当温度升高时,由于少子增多,该电流将明显增大。

当反向电压超过一定数值时(见图5.7中的第3段),反向电流急剧增大,这时二极管被“反向击穿”,对应的电压称为反向击穿电压。二极管被反向击穿时,失去了单向导电性,原来的性能将不能再恢复,二极管也将被损坏。因而使用二极管时,应避免外加反向电压超过击穿电压。

5.2.3 半导体二极管的主要参数

1. 最大整流电流 I_{OM}

I_{OM}是指二极管长期使用时允许通过的最大正向平均电流,使用时二极管的平均电流不能超过此值,防止因PN结过热而使管子损坏。

2. 最高反向工作电压 U_{RM}

U_{RM}是指保证二极管不被击穿所允许施加的最高反向电压值,一般规定其为反向击穿电压的一半左右。

3. 反向电流 I_R

I_R 是指二极管未被击穿时,流过二极管的反向电流。此值越小,管子的单向导电性能越好,并且受温度的影响小。通常,硅二极管优于锗二极管。

5.2.4 半导体二极管的应用

二极管在实际中的应用十分广泛。不论是应用于整流、限幅,还是应用于钳位、隔离或检波、保护等,都是利用二极管的单向导电性。因此在分析二极管的应用时,其等效电路就显得很重要。

在相当多场合,把二极管理想化。理想化的二极管正向导通时电压降为零,相当于开关闭合;反向截止时电流为零,相当于开关打开。还有一些场合,当二极管本身的正向导通电压不能忽略时,则相当于一个0.7V或0.3V的电压源。

1. 整流

整流就是将交流电变为单向脉动(方向不变、大小变化)的直流电,完成这一转换的电路称为整流电路。图5.8(a)所示是最简单的单相半波整流电路,由整流变压器T、整流器件二极管VD、负载电阻 R_L 组成。整流变压器T将50Hz、220V的交流电压变换为所需要的交流电压。

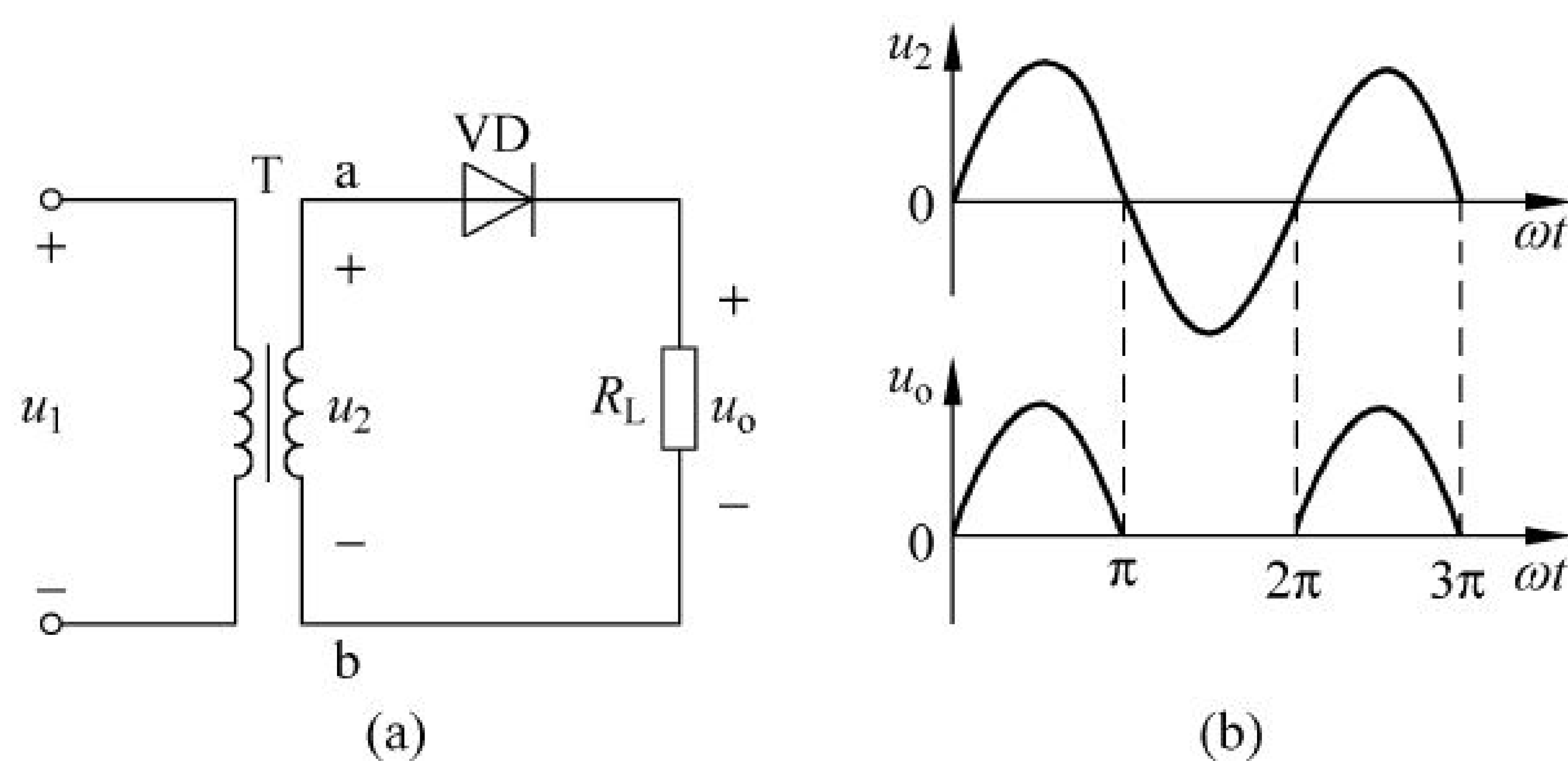


图 5.8　单相半波整流电路

当 u_2 为正半周时，a 点电位高于 b 点电位，二极管因正向偏置而导通，若忽略二极管的正向电压，负载电压 $u_o = u_2$。

当 u_2 为负半周时，a 点电位低于 b 点电位，二极管截止，若忽略二极管的反向饱和电流，负载没有电流流过，负载电压 $u_o = 0$。

于是在一个周期内负载 R_L 上得到半波整流电压 u_o（见图 5.8(b)），它是方向不变、大小变化的单向脉动直流电压。

图 5.9(a)所示是单相桥式全波整流电路，通常也用图 5.9(b)、(c)两种画法。它由 4 个二极管连成电桥四臂，一对角接交流电源，另一对角则接负载，故称桥式整流电路。

它也是利用二极管的单向导电性来完成整流功能。

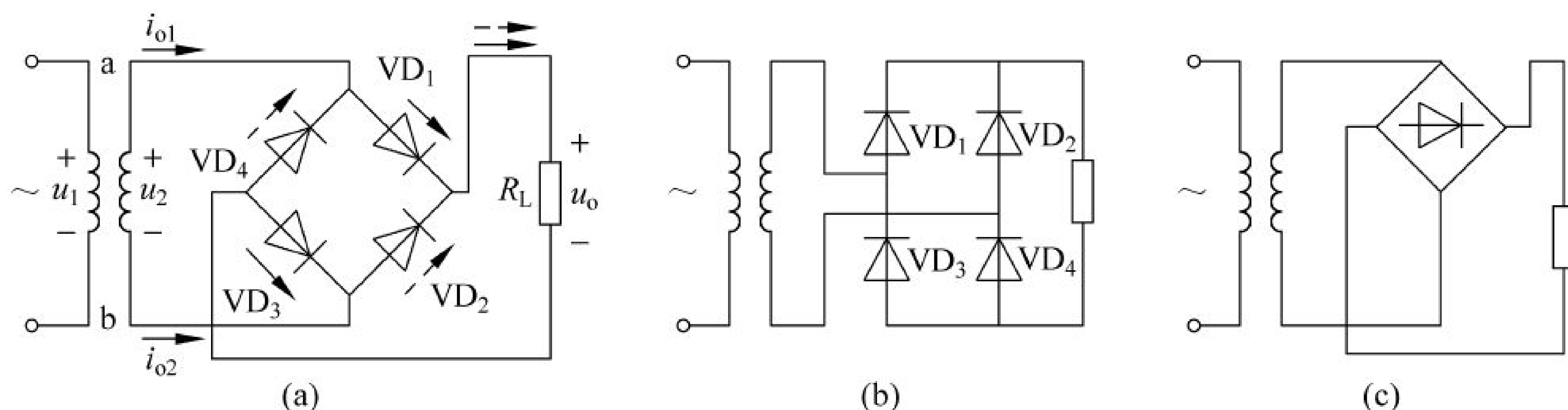


图 5.9　单相桥式全波整流电路

由图 5.9(a)可见，在 u_2 的正半周期间，a 端为正，b 端为负，二极管 VD_1、VD_3 因正偏而导通，VD_2、VD_4 则因反偏而截止。流经负载电阻 R_L 的电流 i_{o1} 的路径为 a→VD_1→R_L→VD_3→b，如图中实线所示，R_L 中的电流 i_{o1} 及两端电压 u_o 的波形如图 5.10(a)中 0～π 段所示。

在 u_2 的负半周期间，a 负 b 正，二极管 VD_2、VD_4 正偏导通，VD_1、VD_3 反偏截止，电流 i_{o2} 的路径为 b→VD_2→R_L→VD_4→a，如图中虚线所示。i_{o2} 及 u_o 的波形如图 5.10(b)中 π～2π 段。可见，在 u_2 的整个周期内，R_L 上获得极性一定，但大小变动的脉动直流电压，负载中流过脉动的直流电流，这就是

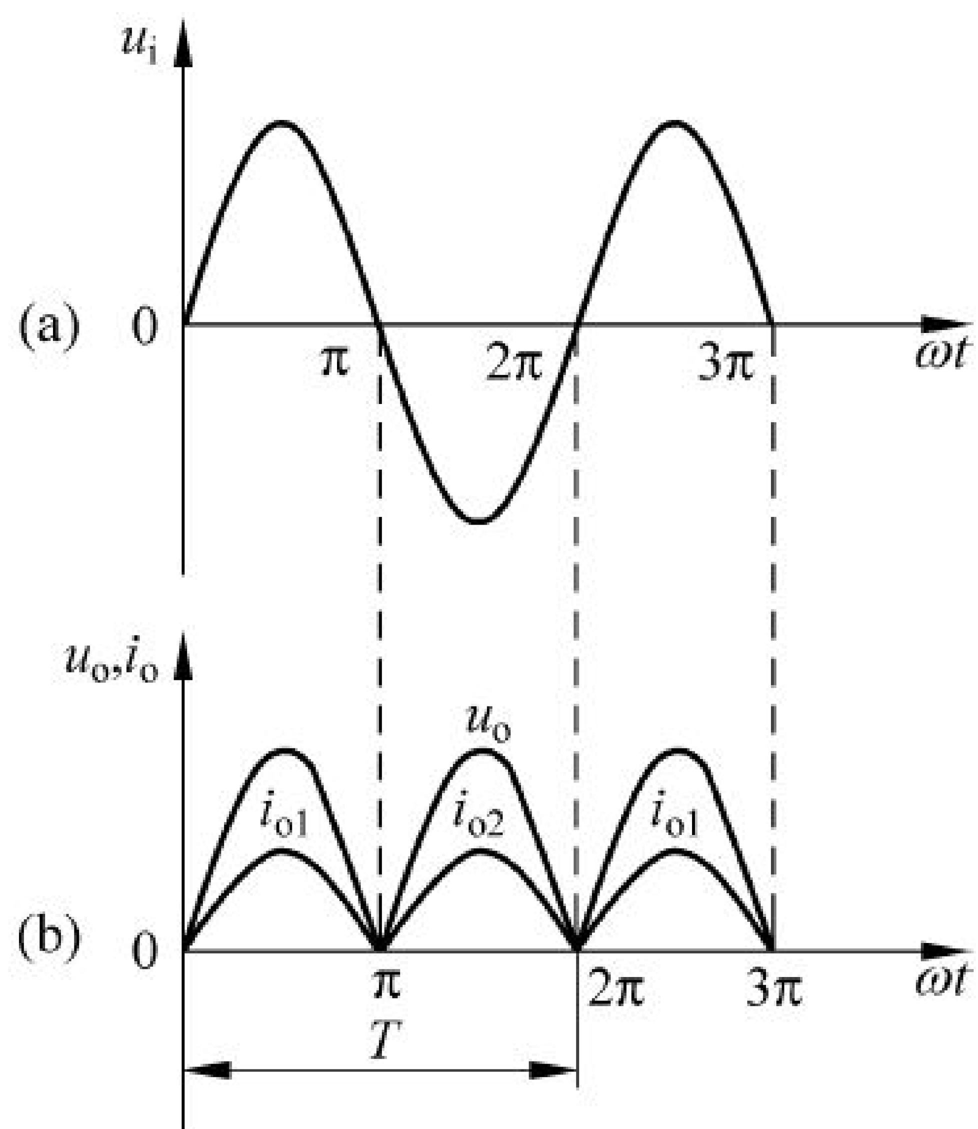


图 5.10　全波整流电路的电压、电流波形

全波整流的工作原理。

当在桥式整流电路的输出端,再加上电容或电感的滤波电路,与三极管的稳压电路之后,一个基本的半导体直流电源就形成了。其原理框图如图5.11所示,具体电路如图5.12所示。

当在图5.12电路中再加上起动电路与保护电路之后,并集中制造在一个半导体基片上,引出相应的引脚,再进行封装,一个三端集成稳压器就制成了。三端集成稳压器有W78××系列(输出正电压)和W79××系列(输出负电压)。图5.13是W78××系列集成稳压器的外形、管脚和接线图,这种稳压器只有输入端1、输出端2和公共端3三个引出端,故称为三端集成稳压器。使用时只需在输入端和输出端与公共端之间各并联一个电容即可。C_1 用以防止产生自激振荡,C_1 一般为0.1～1μF,如0.33μF;C_2 是为了瞬时增减负载电流时不致引起输出电压有较大的波动,C_2 可用0.1μF。

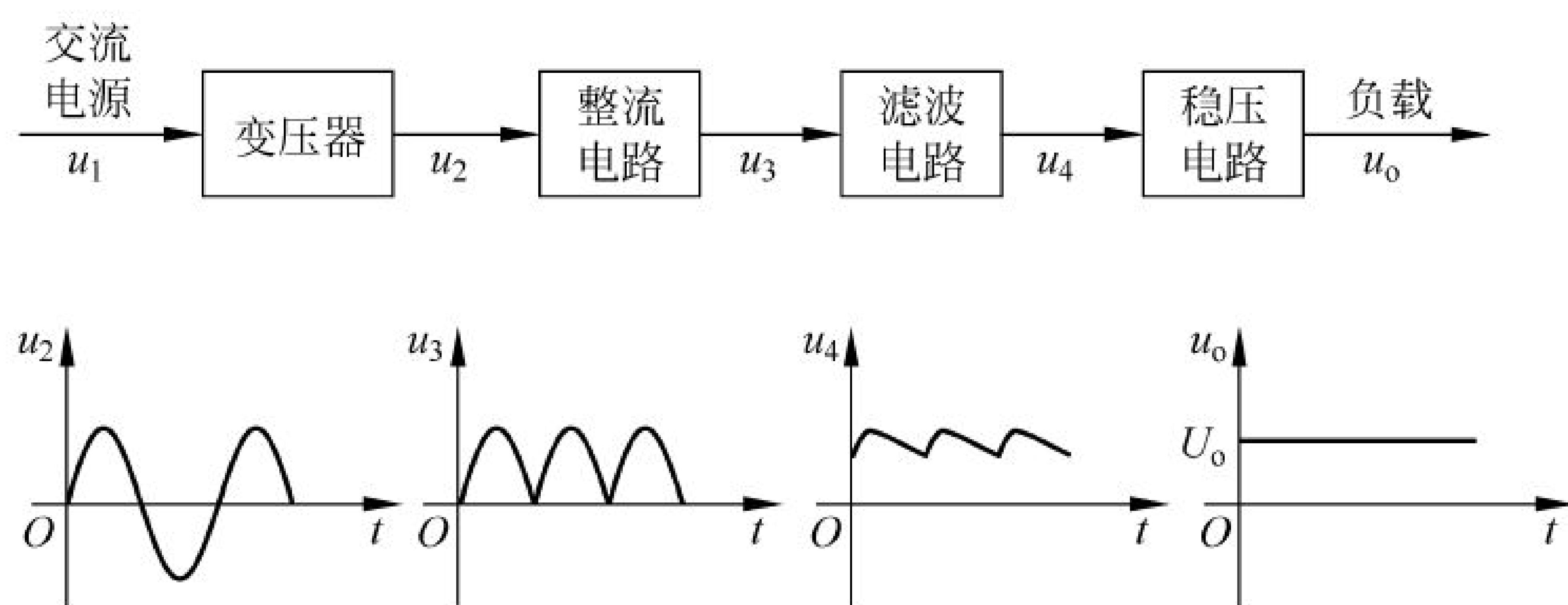


图5.11 直流稳压电源框图

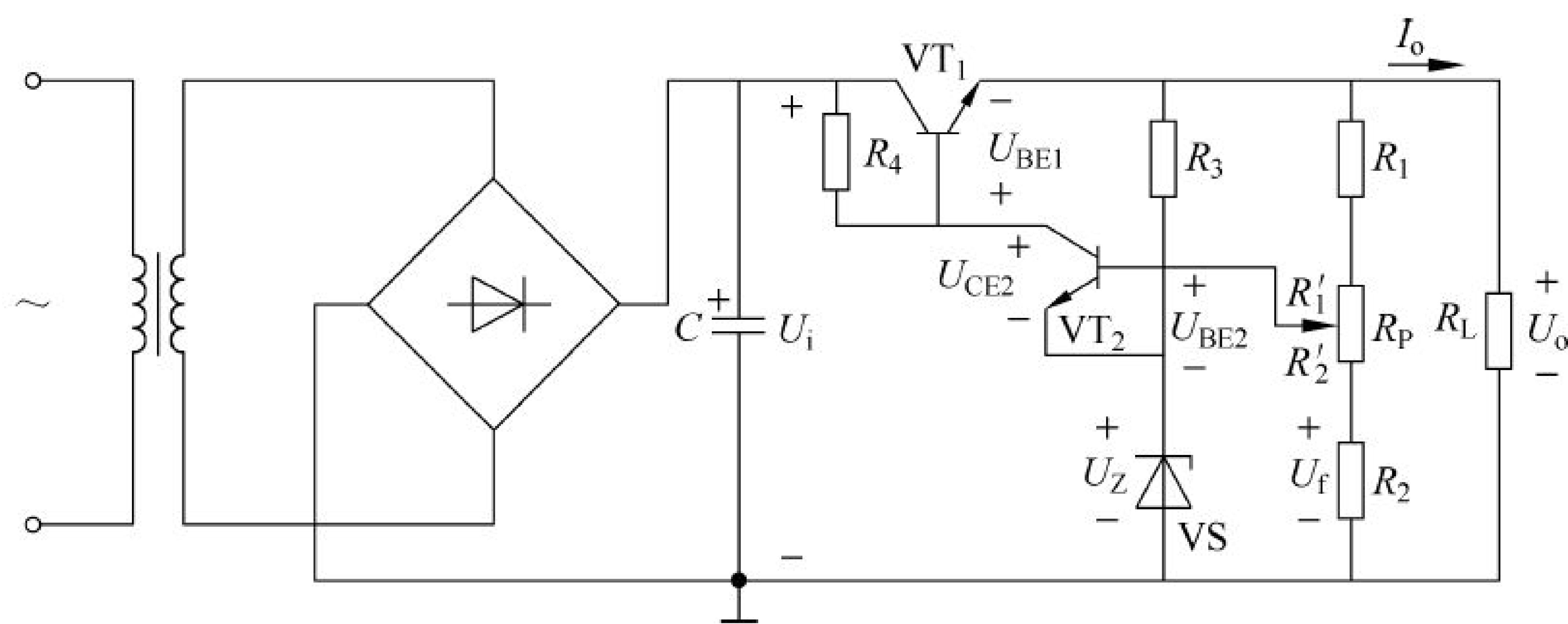


图5.12 串联型晶体管稳压电路

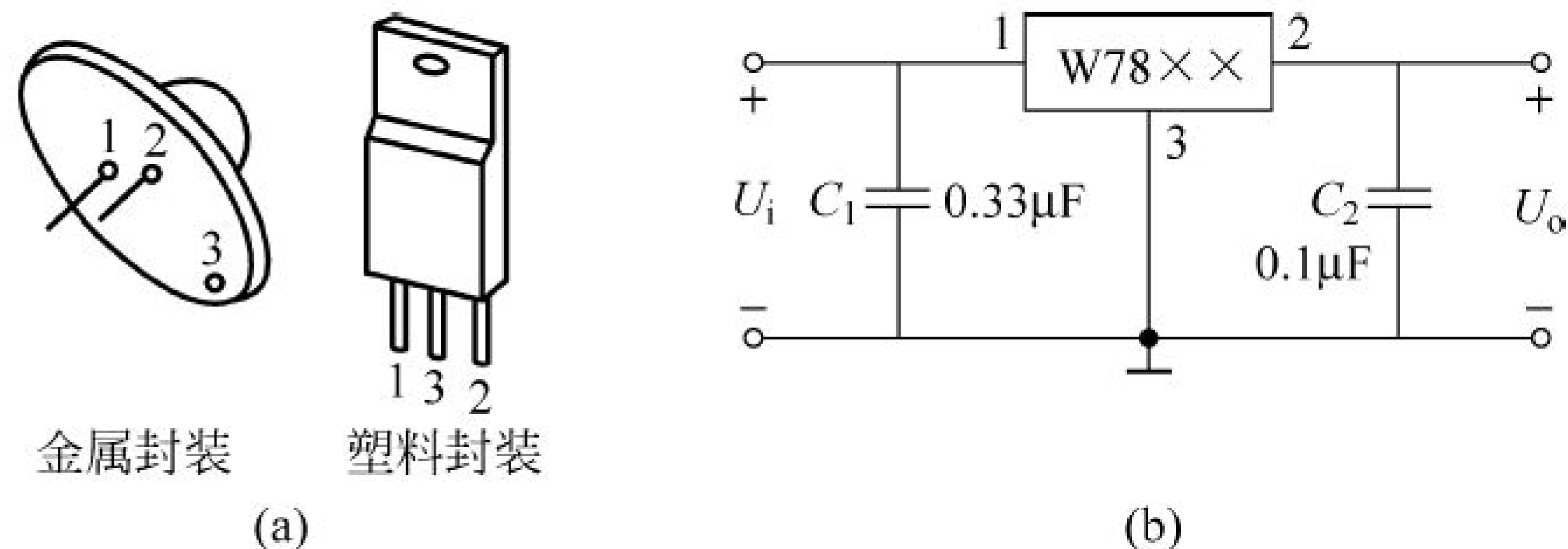


图5.13 W78××系列集成稳压器

(a)外形和管脚;(b)接线图

1—输入端;2—输出端;3—公共端

W78××系列输出固定的正电压，有 5V、6V、9V、12V、15V、18V、24V 等多种。例如 W7815 的输出电压为 15V，最高输入电压为 35V，最小输入、输出电压差为 2～3V，最大输出电流为 2.2A，输出电阻为 0.03～0.15Ω，电压变化率为 0.1%～0.2%。W79××系列输出固定的负电压，接线图如图 5.14 所示，其参数与 W78××基本相同。使用时，三端稳压器接在整流滤波电路之后。

2. 钳位

把某点的电位钳制在某一数值称为钳位。在图 5.15 中，VD_1、VD_2 为同型号硅二极管，输入端 A 的电位 $U_A=+3V$，B 的电位 $U_B=0V$，两个二极管的阴极通过电阻 R 接在 $-12V$ 的电源上。

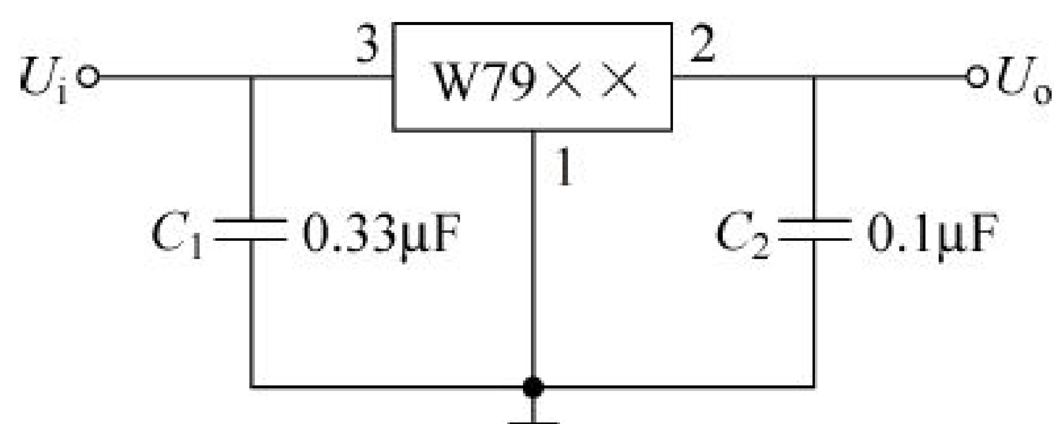


图 5.14 W79××系列接线图

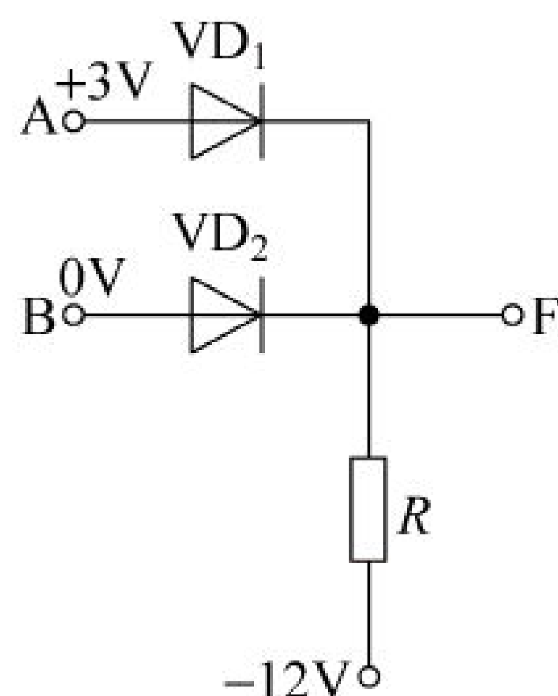


图 5.15 钳位电路

由于 A 端电位比 B 端电位高，所以 VD_1 优先导通。设二极管的正向压降为 0.6V，则 $U_F=2.4V$。当 VD_1 导通后，VD_2 上加的是反向电压，因而截止。在这里 VD_1 起钳位作用，把 F 端的电位钳制在 $+2.4V$。

3. 限幅

将输出电压的幅值限制在某一数值称为限幅。在图 5.16(a)中，设输入电压 $u_i=20\sin\omega t\,V$，$E=10V$，$R_1=R_2=10k\Omega$，VD_1、VD_2 为理想二极管（它们的正向压降及反向电流均可忽略不计）。

当 $u_i>0$ 时，VD_1 导通 $u_{ab}=u_i$；当 $u_i<0$ 时，VD_1 截止，$u_{ab}=0$。u_{ab}为常见的单相半波整流电路的波形，如图 5.16(b)所示。

当 $0\leqslant u_{ab}\leqslant E$ 时，VD_2 截止，R_2 中无电流流过，$u_o=u_{ab}=u_i$；当 $u_{ab}>E$ 时，VD_2 导通，$u_o=E$。最后求得 u_o 的波形如图 5.16(c)所示。

VD_1 是单相半波整流元件，而 VD_2 起限幅作用，将 u_{ab}的大小限制在 10V 范围内。

4. 隔离

当二极管反偏时，处于截止状态，相当于开路，割断了电路与信号的联系，故称为隔离。图 5.15 中，当 VD_1 导通后，VD_2 上加的是反向电压，因而截止。VD_2 起隔离作用，把输入端 B 和输出端 F 隔离开来。

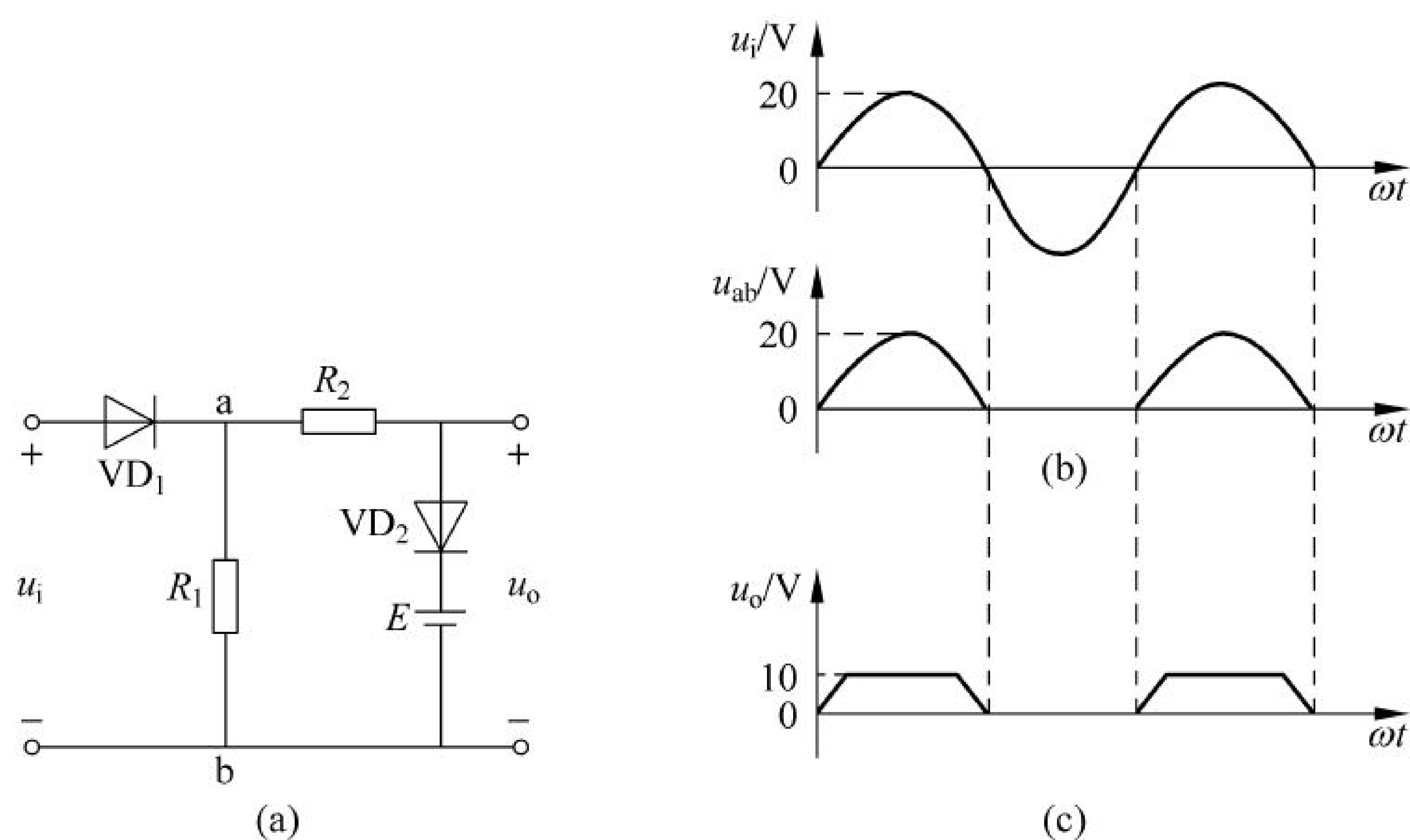


图 5.16 限幅电路

5.3 特殊二极管

除 5.2 节讨论的普通二极管外,还有几种常见的特殊二极管。

5.3.1 稳压二极管

稳压二极管是一种特殊的硅二极管。利用其反向击穿特性,在电路中与适当数值的电阻配合使用能起稳定电压的作用,故称为稳压二极管。稳压管的图形符号如图 5.17(a)所示。

稳压二极管的伏安特性曲线与普通二极管的相似(见图 5.17(b)),它的伏安特性曲线也是由正向导通、反向截止和反向击穿三个部分组成,不同的是反向击穿的特性曲线比较陡。也就是说,稳压管反向击穿后,电流虽然在很大范围内变化,但电压几乎不变。正是由于稳压管工作于反向击穿区时具有这样的特性,所以它在电路中起稳压作用。

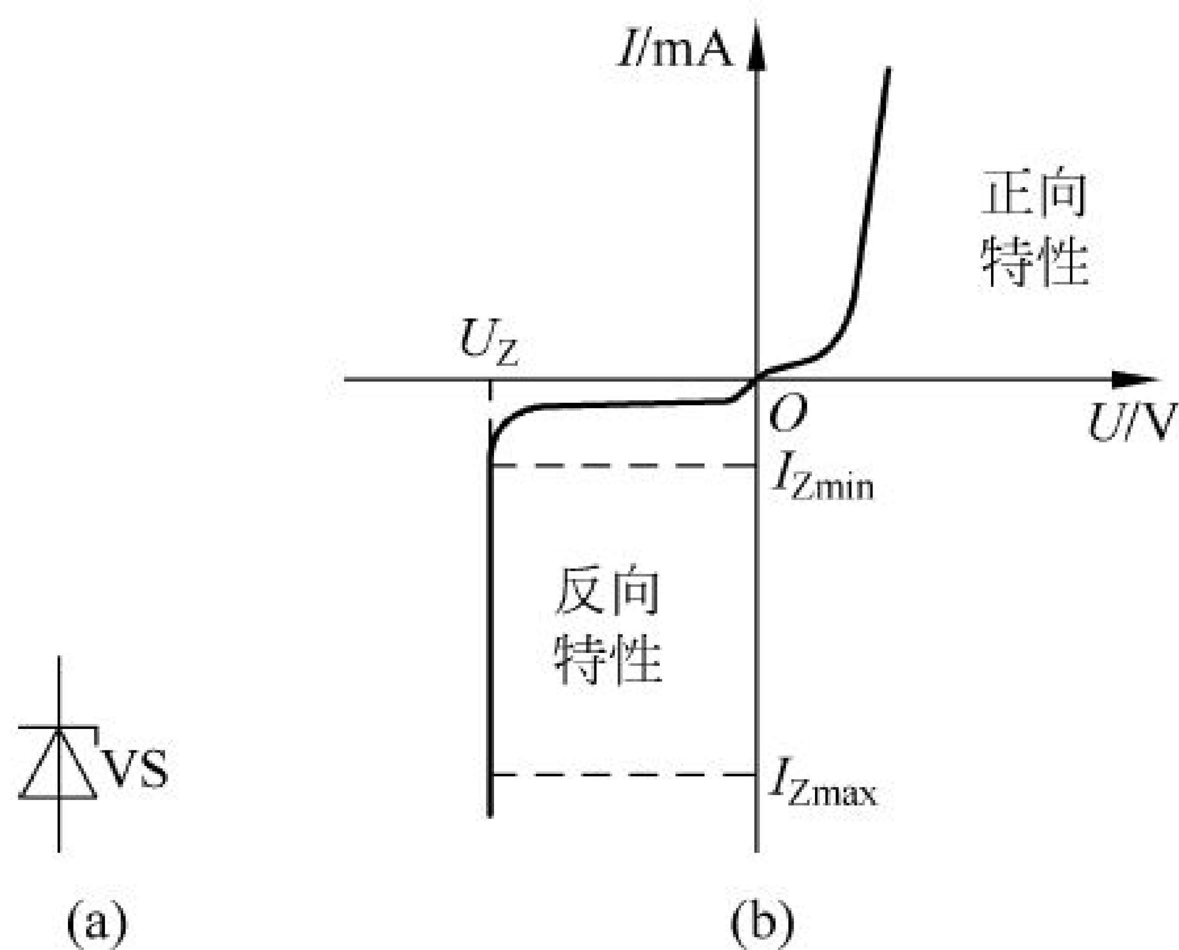


图 5.17 稳压二极管的图形符号和伏安特性曲线

普通二极管反向击穿后不能恢复，而稳压管的反向击穿是可逆的。当电击穿后，去掉反向电压，稳压管能恢复正常。但是，如果反向电流和功率损耗超过允许范围，造成热击穿，稳压管就不能再恢复正常。

稳压管的主要参数有以下几个。

1. 稳定电压 U_Z

U_Z 是指稳压二极管通过的反向电流为额定电流时的端电压，也就是稳压管的反向击穿电压。U_Z 有较大的分散性，即使同一型号的管子，它们的稳定电压也有差异。例如，2CW7C 型稳压管在测试电流为 10mA 时，稳定电压 U_Z 在 6.1～6.5V 之间。

2. 稳定电流 I_Z

I_Z 是指稳压管正常工作时的电流参考值。只要 $I_{Zmin}<I_Z<I_{Zmax}$，稳压二极管都起稳压作用，而且一般来说，工作电流较大时，稳压效果较好。

3. 电压温度系数 α_u

稳压管的稳定电压 U_Z 可能随温度变化而有微小变化，电压温度系数 α_u 表示环境温度每变化 1℃所引起的稳定电压 U_Z 变化的百分比。一般来说，稳定电压值低于 6V 的稳压管，具有负温度系数；稳定电压值高于 6V 的稳压管，具有正温度系数；而稳定电压在 6V 左右时，稳定电压受温度影响比较小。

4. 动态电阻 r_Z

r_Z 是指稳压管两端电压的变化量与相应的电流变化量之比（$r_Z=\Delta U_Z/\Delta I_Z$）。动态电阻 r_Z 的值一般为几欧至几十欧。其值越小，说明稳压管的反向击穿特性曲线越陡，稳压性能越好。

5. 最大允许耗散功率 P_{ZM}

管子不至于产生热损坏时的最大功率损耗值叫作最大耗散功率，即 $P_{ZM}=I_{ZM}U_Z$。稳压管工作时，若功耗超过 P_{ZM}，管子将会因热击穿而损坏。

由于稳压管反向电流必须满足 $I_{Zmin}<I_Z<I_{Zmax}$ 的条件，稳压管才能正常工作，所以在稳压管电路中必须串联一个限流电阻。只有 R 取值合适时，稳压管才能安全地工作在稳压状态。

5.3.2 发光二极管

发光二极管是一种将电能转换为光能的半导体器件，简称为 LED。发光二极管多采用砷化镓、磷化镓材料制成。它与普通二极管相似，也是由一个 PN 结组成的。当正向导通时，由于电子与空穴的复合而以光的形式放出能量。发光二极管的发光颜色取决于使用的材料，一般有红、绿、黄、蓝、橙等颜色。发光二极管与普通二极管的结构相似，外形不同，发光二极管的 PN 结封装在透明的塑料管壳内，外形多为圆形、方形和矩形，符号是在一般二

极管上加上发光标记,如图5.18所示。

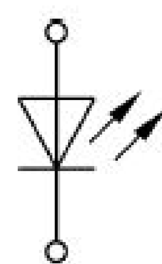


图5.18 发光二极管符号

发光二极管只能工作在正向偏置状态,一般正向工作电压为1.5～2.5V,正向电流为5～20mA,电流太大会烧坏二极管,所以电路中必须串接限流电阻。

发光二极管常用于信号指示、数字和字符显示等。发光二极管具有驱动电压低、功耗小、体积小、抗冲击和抗震动性能好、可靠性高、寿命长等特点。

5.3.3 光敏二极管

光敏二极管(或称光电二极管)是一种将光能转换成电流的器件,其PN结封装在具有透明聚光窗的管壳内。其符号是在一般二极管符号上加光照的标记。图5.19(a)所示是光敏二极管的符号,图5.19(b)是它的伏安特性曲线。

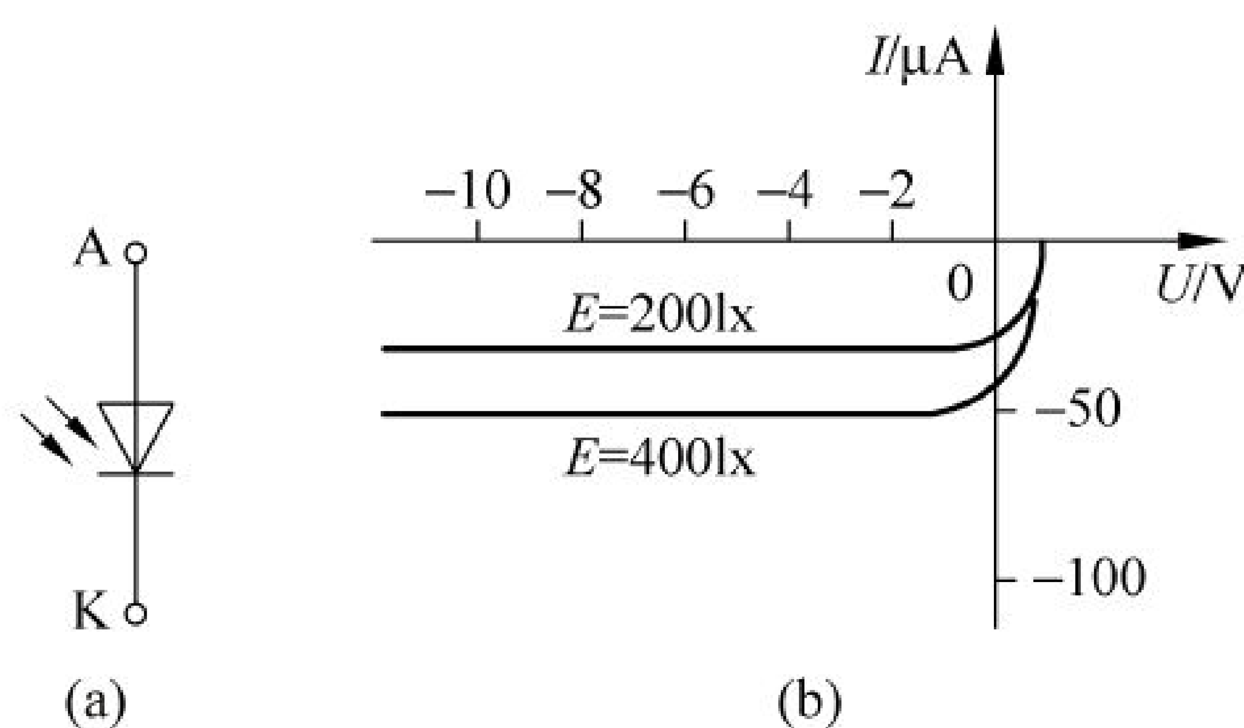


图5.19 光敏二极管符号和伏安特性曲线

光敏二极管的PN结接受光线照射时,会像热激发一样,可以成对地产生大量的电子和空穴,使半导体中少子的浓度提高。这些载流子在反向偏置下可以产生漂移电流,使反向电流显著增加,所产生的反向电流的大小与光照强度成正比。此时的光敏二极管等效于一个恒流源。光敏二极管常应用于遥控、报警和光电传感器中。

5.4 晶体管(双极型三极管)

晶体管是双极型半导体三极管,因其电流由两种极性的载流子——电子和空穴导电而形成,故称为双极型半导体,一般简称为晶体管。

5.4.1 晶体管的结构和分类

晶体管由两个PN结构成,分成三层,按照P型和N型排列的顺序不同,可分为NPN型和PNP型两类,结构示意图和电路符号如图5.20所示。根据所使用的材料不同,晶体管又可分为NPN型锗管和NPN型硅管,PNP型锗管和PNP型硅管。目前国内生产的硅晶体管多为NPN型,锗管多为PNP型,以后无特殊说明都按此约定。

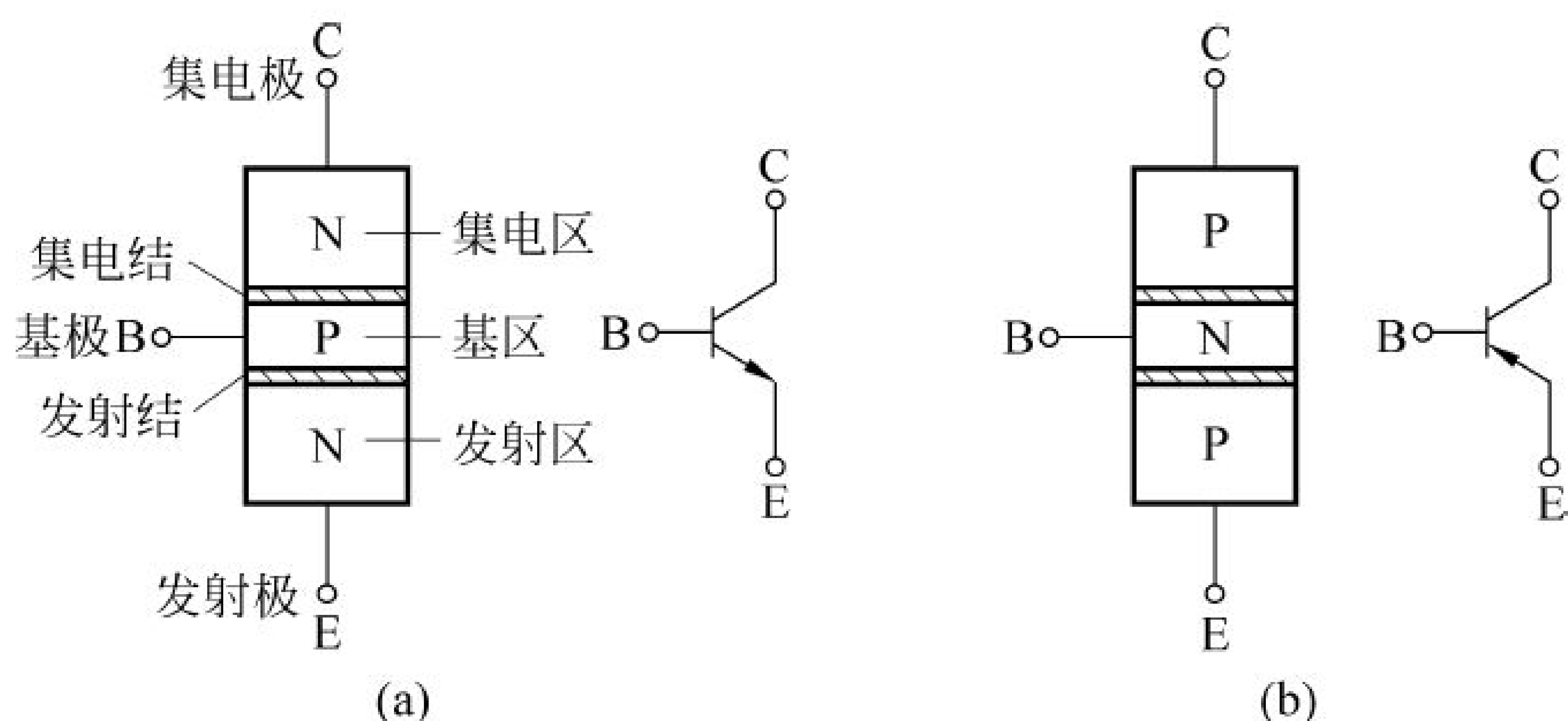


图 5.20　晶体管的结构示意图和图形符号

(a) NPN 型；(b) PNP 型

由图 5.20 可知，两类晶体管都分成基区、发射区、集电区，分别引出的电极称为基极(B)、发射极(E)、集电极(C)。基区和发射区之间的结称为发射结；基区和集电区之间的结称为集电结。NPN 型和 PNP 型符号的区别是发射极的箭头方向不同。

晶体管的种类很多：按频率分，有高频管、低频管；按功率分，有大、中、小功率管；按材料分，有硅管、锗管；按结构分，有 PNP 型和 NPN 型两类。

晶体管内部结构上的特点是：发射区杂质浓度最高，即多子浓度最高，体积较大；基区很薄且杂质浓度极低；集电区体积最大，杂质浓度较发射区低。这是晶体管具有电流放大作用的内部条件。

5.4.2　晶体管的电流分配及放大作用

1. 晶体管内部载流子的运动规律

现以 NPN 型管为例，把 NPN 型管接成图 5.21 所示电路的情况下，晶体管内部载流子的运动分为三个过程。

(1) 发射区向基区注入电子，形成发射极电流 I_E

发射结正偏时发射区的多数载流子不断通过发射结扩散到基区，形成电子电流；与此同时，基区的空穴也扩散到发射区，形成空穴电流。上述电子电流和空穴电流的总和就是发射极电流 I_E。由于基区中空穴的浓度比发射区中电子的浓度低得多，因此与电子电流相比，空穴电流可以忽略，可以认为 I_E 主要由发射区发射的电子电流所产生。电流方向与电子流方向相反。

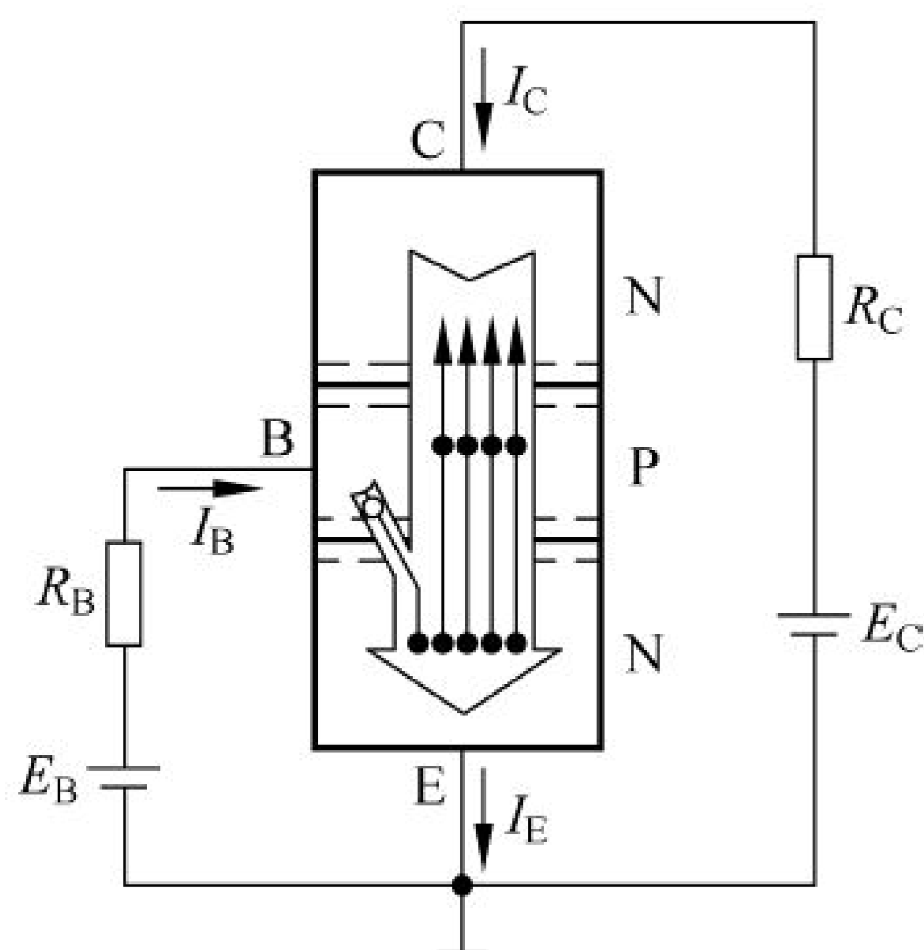


图 5.21　NPN 型晶体管内部电流分配

(2) 电子在基区的扩散与复合，形成基极电流 I_B

发射极的电子注入基区后，因为基区空穴的浓度很低而且基区很薄，集电极又加了反向电压，所以到达基区的电子只有一小部分与基区的空穴复合，而绝大多数扩散到集电结的一侧。又由于外电源 E_B 不断地补充基区被复合掉的空穴，使电子与空穴的复合运动不断地进行，从而形成基极电流 I_B。

(3) 集电极收集发射区过来的电子，形成集电极电流 I_C

由于集电结反向偏置($U_C > U_B$)，外电场的方向将阻碍集电结两侧多子的扩散，促进了

少子的漂移。这样,基区中的大量少子(电子)将向集电区漂移,被集电极收集而形成集电极电流 I_C。

2. 晶体管的电流分配关系

在图5.21中,电子按箭头方向运动。发射区发射的电子大部分越过基区流向集电极,仅有一小部分流向基极。电流与电子流方向相反,故电流方向如图所示。由基尔霍夫电流定律可得

$$I_E = I_B + I_C \quad 且 \quad I_C \gg I_B$$

对于一只晶体管,它的基区厚度及掺杂浓度已定,所以发射区所发射的电子在基区复合的百分数和被集电极收集的百分数大体上是确定的,因此晶体管内部的电流 I_C 与 I_B 分别占 I_E 的一定比例,I_C 接近 I_E,I_C 远大于 I_B。而且 I_C 和 I_B 之间也保持一定比例关系,两者之比称为共发射极电流放大系数,用 $\overline{\beta}$ 表示。当基极电路由于外加电压或电阻改变而引起 I_B 的微小变化时,就会引起 I_C 的很大变化,这就是晶体管的电流放大作用。

晶体管的电流放大作用,从内因来看,取决于电子在基区中扩散与复合的比例。基区中复合的电子数越少,穿过集电结被集电区收集的电子数就越多,电流放大作用就越强,显然这与晶体管的内部结构有关。从外因来看,电子在发射区要发射,发射结要正向偏置,电子在集电区要被收集,集电结要反向偏置,显然对于不同管型的晶体管都要保证这种合理的外部供电。

5.4.3 晶体管的特性曲线和主要参数

三极管特性曲线是指极间电压和各极电流间的关系曲线。图5.22所示是测试三极管特性曲线的实验电路。晶体管接成两个回路,即基极回路(输入回路)和集电极回路(输出回路)。该电路将发射极作为输入回路和输出回路的公共接地端,所以将这种接法称为共发射极接法。

1. 输入特性曲线

输入特性曲线是指集电极与发射极之间的电压 U_{CE} 保持为某一恒定值时,加在晶体管的基极和发射极间的电压 U_{BE} 与它所产生的基极电流 I_B 间的关系曲线,即

$$I_B = f(U_{BE})\big|_{U_{CE}=常数}$$

图5.23所示是小功率硅三极管的输入特性曲线。

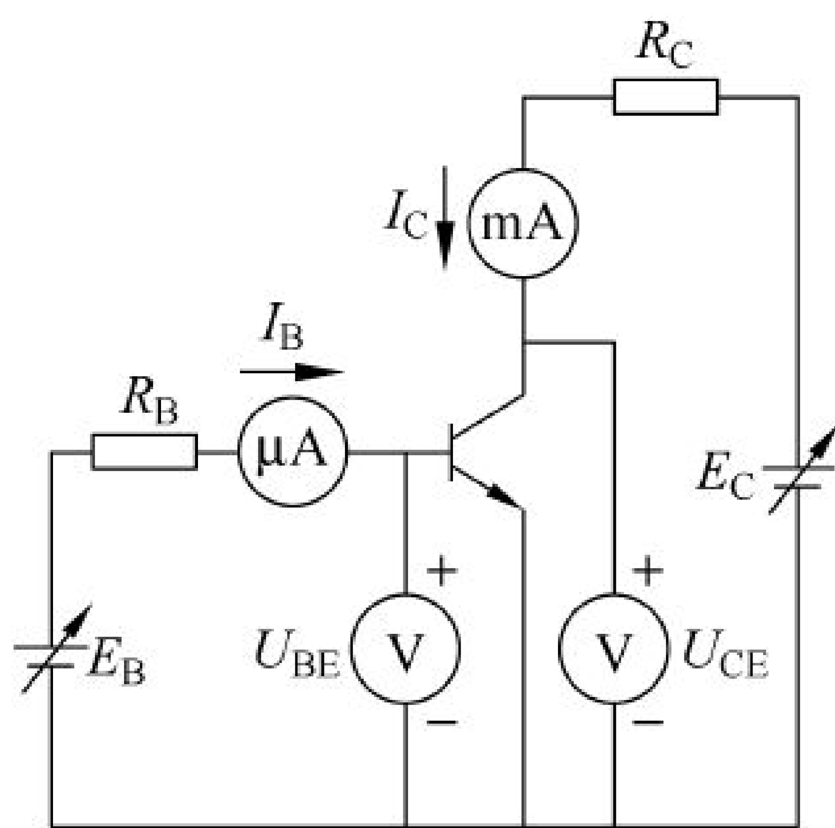


图5.22 晶体管特性实验电路

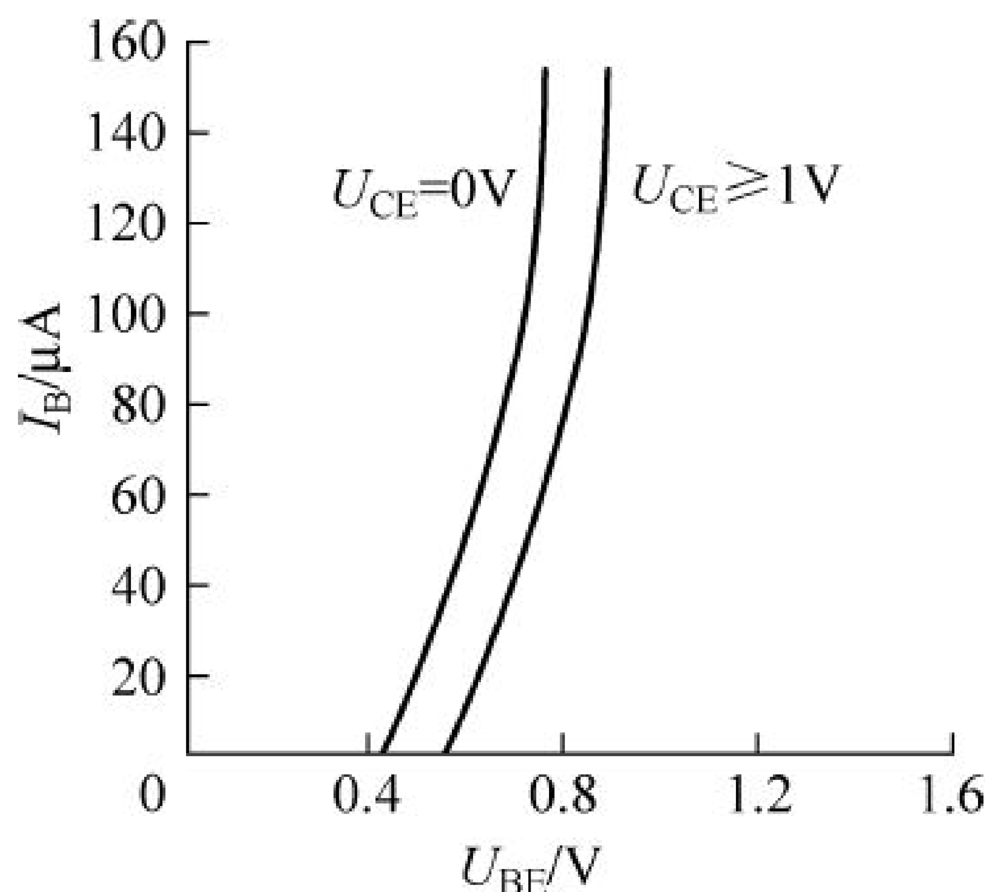


图5.23 晶体管的输入特性曲线

当 $U_{CE}=0$ 时，相当于集电极与发射极两端短接，这时晶体管的发射结和集电结就是两个正向偏置的二极管并联。所以曲线的变化规律和二极管的正向伏安特性一样。

当 $U_{CE}>0$ 时，曲线形状基本不变，曲线位置随着 U_{CE} 的增加向右平移。

当 $U_{CE}\geqslant 1V$ 时，集电结已反偏，且内电场已足够大，可以把从发射区注入到基区的电子中绝大多数吸引到集电区，从而形成 I_C。即使 U_{CE} 继续增大，I_B 的变化也很小。当 $U_{CE}\geqslant$ 1V 后，曲线可认为是重合的。晶体管工作在放大状态时，一般情况下，U_{CE} 总是大于 1V 的，所以可以只画出 $U_{CE}\geqslant 1V$ 的一条输入特性曲线。

2. 输出特性曲线

输出特性曲线指的是当基极电流 I_B 为某一固定值时，输出电路中集电极电流 I_C 与电压 U_{CE} 之间的关系曲线，即

$$I_C = f(U_{CE})\,|_{I_B=\text{常数}}$$

图 5.24 所示为输出特性曲线，在不同的 I_B 下，可得出不同的曲线，所以晶体管的输出特性曲线是一簇曲线。它可以划分为三个区域，对应于晶体管的三种工作状态。

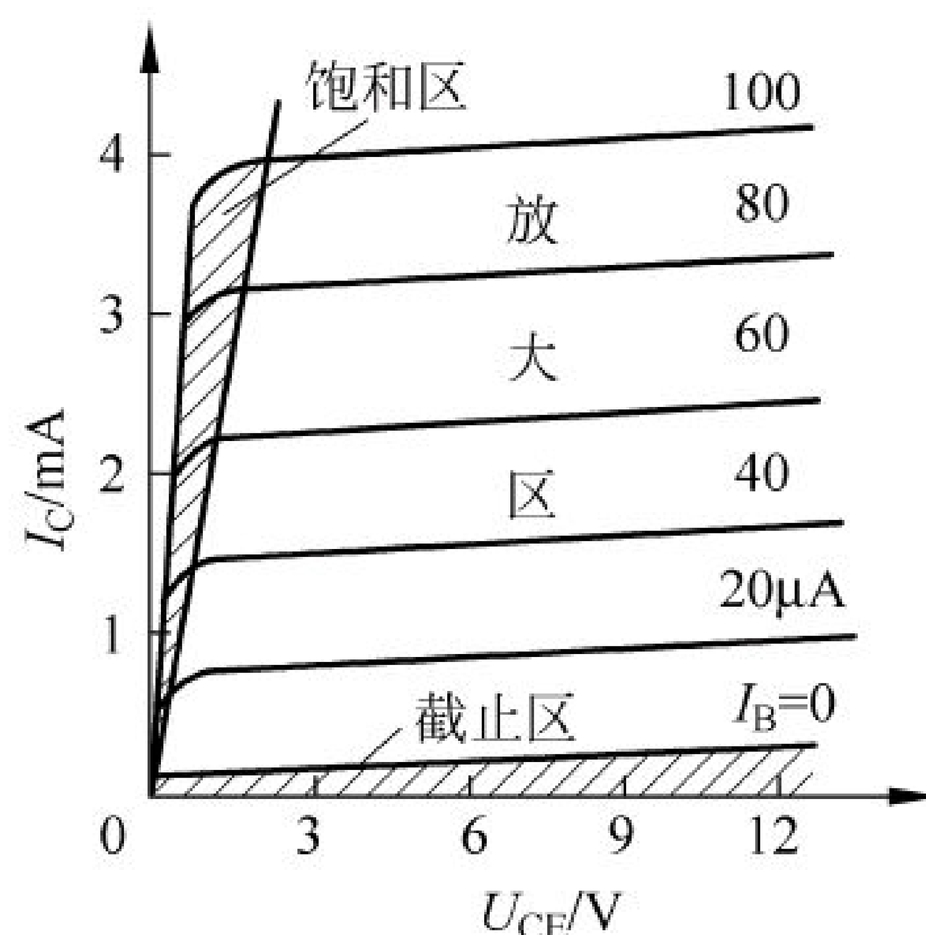


图 5.24　共射极输出特性曲线

(1) 截止区

一般把 $I_B=0$ 的曲线以下的区域称为截止区。当 U_{BE} 小于死区电压时，$I_B=0$，相应地 $I_C=I_{CEO}$（称为穿透电流，数值很小，见主要参数），说明集电极仍有一微小的漏电流。如果使发射结反偏，则集电极电流就接近于零，这时的晶体管呈高阻状态。若把集电极到发射极看成一个开关，则此时相当于开关断开。在需要管子可靠截止时，常使发射结反偏。通常可以说发射结反向偏置时，晶体管是截止的，此时 $I_B=0$，$I_C\approx 0$。

(2) 放大区

输出特性曲线接近于水平线的区域称为放大区。此时发射结为正向偏置，集电结为反向偏置，集电极电流 I_C 与集-射极电压 U_{CE} 几乎无关。这是因为（对硅管而言），当 $U_{BE}>$ 0.5V，而集电结又加有一定的反向电压时，发射区扩散到基区的电子大部分被集电极所收集，$I_C\approx I_E$，I_B 很小。I_B 改变时，I_C 也随之改变，而与 U_{CE} 的大小基本无关。放大区的特点是 I_C 的大小受 I_B 的控制，即 $\Delta I_C=\beta\Delta I_B$。放大区通常也称为线性区，晶体管在线性区具有很强的电流放大作用。

(3) 饱和区

曲线靠近纵轴的区域是饱和区。当 $U_{BE}>U_{CE}$ 时，集电结处于正向偏置，这就不利于集电结收集从发射区到达基区的电子，使得在相同的 I_B 时，I_C 比放大状态时小，即晶体管失去放大作用。$U_{CE}=U_{BE}$ 时，$U_{CB}=0$，即集电结未加反向电压，这种状态称为临界饱和。U_{CES}、I_{CS}、I_{BS} 分别称为临界饱和时管子两端的电压和集电极、基极电流，它们之间满足

$$I_{CS} = \beta I_{BS} = \frac{E_C - U_{CES}}{R_C} \approx \frac{E_C}{R_C}$$

$U_{CE}<U_{BE}$ 时的状态称为深饱和。深饱和时，小功率硅管的 U_{CE} 约为 0.3V，锗管约为 0.1V，此时 $I_{CS}<\beta I_B$。由于深饱和时 $U_{CB}\approx 0$，晶体管的集电极与发射极之间犹如一个闭合的开关。

由前面的分析知,晶体管饱和时的特点是:发射结和集电结均处于正向偏置,晶体管失去电流放大作用。

3. 晶体管的主要参数

晶体管的参数是用来表示晶体管性能和适用范围的数据,是设计电路、选用晶体管的依据。

(1) 电流放大系数 $\overline{\beta}$ 和 β

当晶体管接成共发射极电路时,在静态(无输入信号)时集电极电流 I_C 与基极电流 I_B 的比值称为共发射极静态电流放大系数,又称直流放大倍数,用 $\overline{\beta}$ 表示,即

$$\overline{\beta} = \frac{I_C}{I_B}$$

当晶体管工作在动态(有输入信号)时,基极电流的变化量为 ΔI_B,它引起的集电极电流的变化量为 ΔI_C。集电极电流的变化量 ΔI_C 与基极电流的变化量 ΔI_B 的比值称为动态(交流)电流放大系数,用 β 表示,即

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

β 与 $\overline{\beta}$ 相差不大,在晶体管的输出特性曲线间距基本相等并忽略 I_{CEO} 的情况下,$\beta=\overline{\beta}$。在一般工程估算中,当工作电流不十分大时,可以认为 $\beta=\overline{\beta}$,故常将二者混用。

由于制造工艺的分散性,即使同一型号的管子,它的 β 值也有差别。普通晶体管的 β 值在几十到几百之间。在实际应用中,应选 β 为几十到一百的管子。因为 β 太小的管子放大作用差,而 β 过大的管子工作往往不稳定,一般放大电路采用 $\beta=30\sim80$ 的晶体管为宜。

(2) 集电极-基极反向饱和电流 I_{CBO}

集电极-基极反向饱和电流 I_{CBO} 是指发射极开路时由于集电结处于反向偏置,集电区和基区中的少数载流子的漂移运动所形成的电流。它实际上和单一的 PN 结的反向电流一样。在确定的温度下,这个反向电流基本上是常数,与 U_{CE} 的大小无关,故称为反向饱和电流。一般 I_{CBO} 的值很小,在室温下,小功率硅管的 I_{CBO} 小于 $1\mu A$,小功率锗管的 I_{CBO} 为几微安到几十微安。由于 I_{CBO} 是少数载流子漂移形成的,因此受温度影响相当大,是造成管子工作不稳定的主要因素。在温度变化范围大的工作环境中应选用硅管。

(3) 集电极-发射极间穿透电流 I_{CEO}

穿透电流 I_{CEO} 是指基极开路时,集电极处于反向偏置和发射结处于正向偏置时的集电极电流。由于它好像是从集电极直接穿透管子而到达发射极的,故称为穿透电流。可以证明其值约为 $I_{CEO}=(1+\beta)I_{CBO}$,在输出特性曲线上为 $I_B=0$ 时的集电极电流。

晶体管工作在放大区时,集电极电流 $I_C=\beta I_B+I_{CEO}$,当温度升高时,I_{CBO} 增加很快,I_{CEO} 增加更快,致使 I_C 也相应增加,造成晶体管的温度稳定性差。由于 I_{CEO} 比 I_{CBO} 大得多,测量比较方便,所以常常把测量 I_{CEO} 作为判断管子质量的重要依据。因此在选用管子时,应选 I_{CEO} 尽可能小的,而 β 也以不超过 100 为宜。

(4) 极限参数

集电极最大允许电流 I_{CM}。当集电极电流 I_C 超过一定值时,β 将下降,通常取 β 值下降到正常值的 2/3 时,所对应的集电极电流称为集电极最大允许电流 I_{CM}。当 $I_C>I_{CM}$ 时,管

子性能将显著下降，甚至可能烧坏管子。

集电极最大允许功耗 P_{CM}。集电极功耗等于极电极电流 I_C 与管压降 U_{CE} 的乘积。集电结温度的高低反映出管子功耗的大小，而管子的最大结温是有一定限制的，因此管子的功耗有一最大允许值，即 P_{CM}。根据管子的 P_{CM} 值，则由 $P_{CM}=I_C U_{CE}$，晶体管工作时，不允许同时达到 I_{CM} 和 $U_{CEO(BR)}$，否则集电极损耗功率将大大超过 P_{CM}，而使晶体管损坏。必须注意 $P_{CM}\neq U_{CEO(BR)}I_{CM}$。

集电极-发射极反向击穿电压 $U_{CEO(BR)}$。$U_{CEO(BR)}$ 是指当基极开路时，加在集电极和发射极间最大的允许工作电压。当管子所加的 U_{CE} 超过 $U_{CEO(BR)}$ 时就会引起 I_C 急剧增加，从而造成管子击穿损坏，因此管子工作须满足 $U_{CE}<U_{CEO(BR)}$ 才安全。另外，晶体管在高温下，$U_{CEO(BR)}$ 还会降低，这在使用时应特别注意。

（5）温度对晶体管特性和参数的影响

半导体的导电性能与温度有密切关系，因此晶体管的参数受温度影响很大。主要表现在以下三个方面：

① 温度对 I_{CBO} 和 I_{CEO} 的影响。I_{CBO} 是由少数载流子的漂移运动形成的，所以当温度升高时，I_{CBO} 随温度上升会急剧增加。温度每升高 10℃，I_{CBO} 约增加一倍，而 $I_{CEO}=(1+\beta)I_{CBO}$，因此 I_{CEO} 随温度升高而增加的幅度更大。由于硅管的 I_{CBO} 比锗管小得多，因而温度对硅管的 I_{CBO} 影响不大，而对锗管的影响比较严重。

② 温度对 β 的影响。晶体管的 β 随温度的升高而增加，由实验结果知：温度每升高 1℃，β 值增加 0.5%～1%。其结果是在相同 I_B 的情况下，集电极电流 I_C 随温度上升而增大。

③ 温度对 U_{BE} 的影响。随着温度上升，输入特性曲线左移，反之则右移，如图 5.25 所示。发射结压降 U_{BE} 具有负的温度系数，即对于同样的 I_B，当温度升高后，U_{BE} 将减小，对于大多数管子来说，温度每升高 1℃，U_{BE} 的值将下降 2～2.5mV。

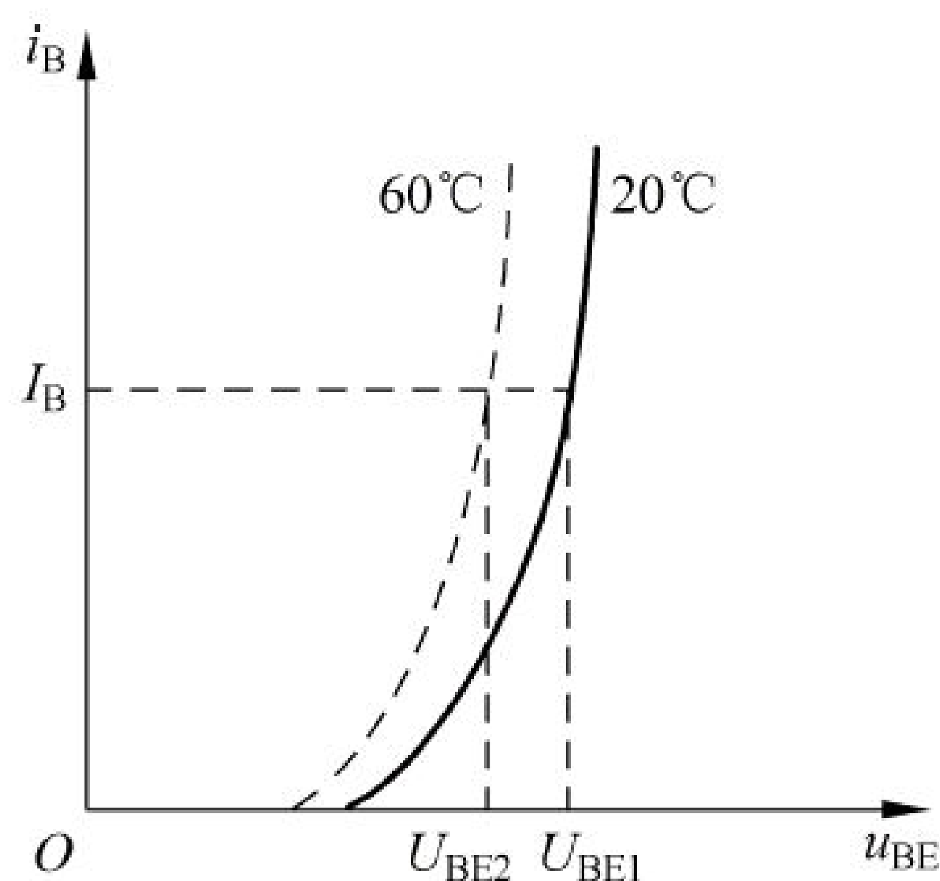


图 5.25 温度对 U_{BE} 的影响

综上所述，随着温度上升，β 增大，使输出特性曲线的间隔增大；$|U_{BE}|$ 下降，使输入特性曲线左移，在同样的发射结电压下，意味着 I_B 值增大；I_{CBO} 增大，使 I_{CEO} 增大，而

$$I_C=\beta I_B+I_{CEO}=\beta I_B+(1+\beta)I_{CBO}$$

因此从以上分析可知，温度升高时，I_{CEO}、β、U_{BE} 均随之改变，最终都使集电极电流 I_C 升高，也就是集电极电流 I_C 随温度变化而变化。

【例 5.1】 测得工作在放大电路中的两个晶体管各管脚对地的电压如图 5.26 所示。试分别确定两个晶体管各管脚，并判断它们是 NPN 型还是 PNP 型，是硅管还是锗管。

解： 因为晶体管工作在放大状态时，锗管 $|U_{BE}|$ 为 0.2V 左右，硅管为 0.7V 左右。根据电位差就可以找到发射结，从而先确定集电极。并可判断是锗管还是硅管。

PNP 管工作在放大状态时，$U_E>U_B>U_C$，NPN 管工作在放大状态时，$U_C>U_B>U_E$。从而可以根据发射结两电极电位的高低判断发射极和基极。

在图 5.26(a)中，①和③的电位差为 0.3V，则该管为锗管，②是集电极。又由于 $U_2>U_3>U_1$，所以该管为 NPN 型，③是基极，①是发射极。

在图5.26(b)中,②和③的电位差为0.7V,则该管为硅管,①是集电极。又由于$U_2>U_3>U_1$,所以该管为PNP型,③是基极,②是发射极。

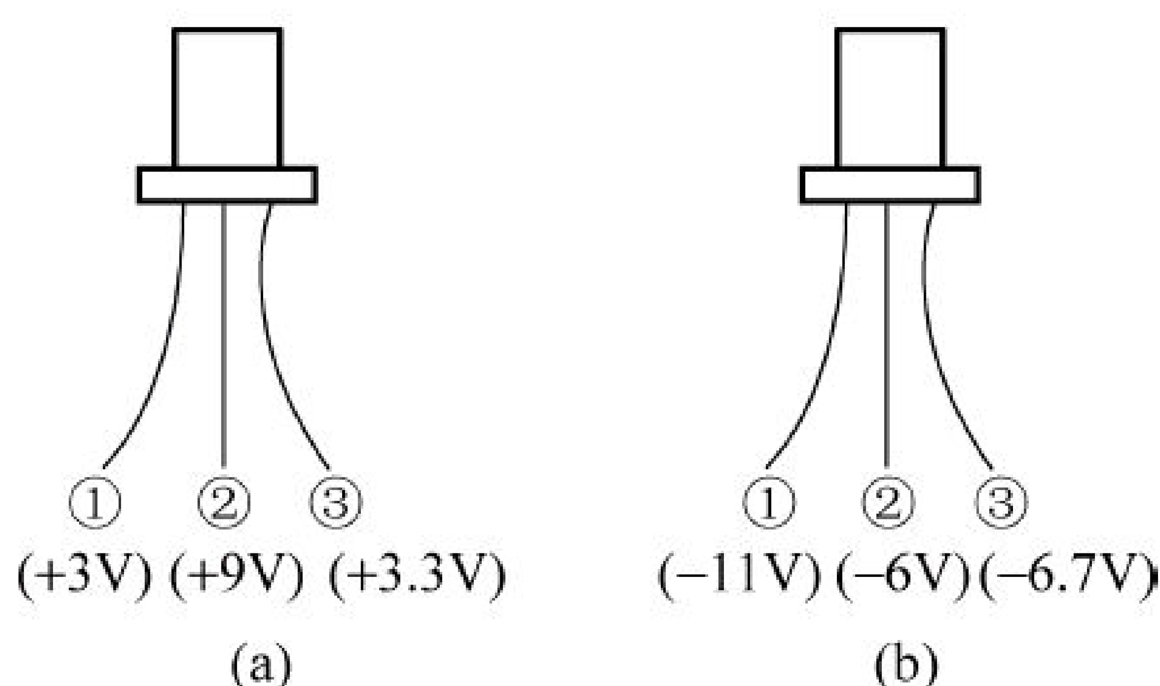


图5.26 例5.1图

5.5 场效应晶体管(单极型三极管)

场效应晶体管(FET)是利用输入回路的电场效应来控制半导体中的多数载流子,使流过半导体内的电流大小随电场强弱而变化,形成电压控制其导电的一种半导体器件。由于它仅靠半导体中的多数载流子导电,故又称单极型晶体管。它不但有一般三极管体积小、重量轻、耗电省、寿命长等优点,而且还有噪声低、热稳定性好、抗辐射能力强、易于集成化等优点。

场效应晶体管分为结型和绝缘栅型两种不同的结构,按其工作方式分为增强型和耗尽型两类,每类又有N沟道和P沟道之分。

本节主要介绍绝缘栅型场效应晶体管的结构、工作原理、特性、主要参数等。目前在绝缘栅型场效应晶体管中,较广泛应用的是以二氧化硅(SiO_2)作为金属(铝)栅极和半导体之间的绝缘层结构的场效应晶体管,简称MOS管。绝缘栅型场效应晶体管电阻最高可达$10^{15}\,\Omega$,信号源基本不提供电流,这些优点使场效应晶体管被广泛应用于各种电子线路中,尤其在大规模、超大规模数字集成电路中,由MOS管组成的MOS集成电路使用更为广泛。

5.5.1 N沟道增强型MOS管

1. 结构

图5.27所示为N沟道增强型MOS管的结构示意(见图5.27(a))和符号(见图5.27(b))。它是以一块低掺杂浓度的P型硅为衬底(B),在其上制作出两个高掺杂浓度的N^+区并引出两个电极,分别称为源极S和漏极D。P型硅表面上覆盖SiO_2绝缘层,在漏、源两极间的绝缘层上再作一层金属铝,称为栅极G,衬底B通常与源极S相联接。这样,栅极和衬底各相当于一个极板,中间是绝缘层,形成电容。

2. 工作原理

此处主要讨论栅源电压对漏极电流I_D的控制作用。

当栅源之间不加电压时，漏源之间是两只背向的 PN 结，不存在导电沟道，因此即使漏源之间加电压，也不会有漏极电流。

图 5.28 衬底 B 与源极 S 短接，$U_{GS}=0$ 时，由于漏极和源极相联接的两个 N^+ 区被 P 型硅衬底隔开，形成两个背靠背且彼此串联的 PN 结。无论 U_{GS} 的电压极性如何，总是使其中的一个 PN 结处于反向偏置，漏极与源极之间不可能建立导电沟道，故无漏极电流，即 $U_{GS}=0$，$I_D=0$。

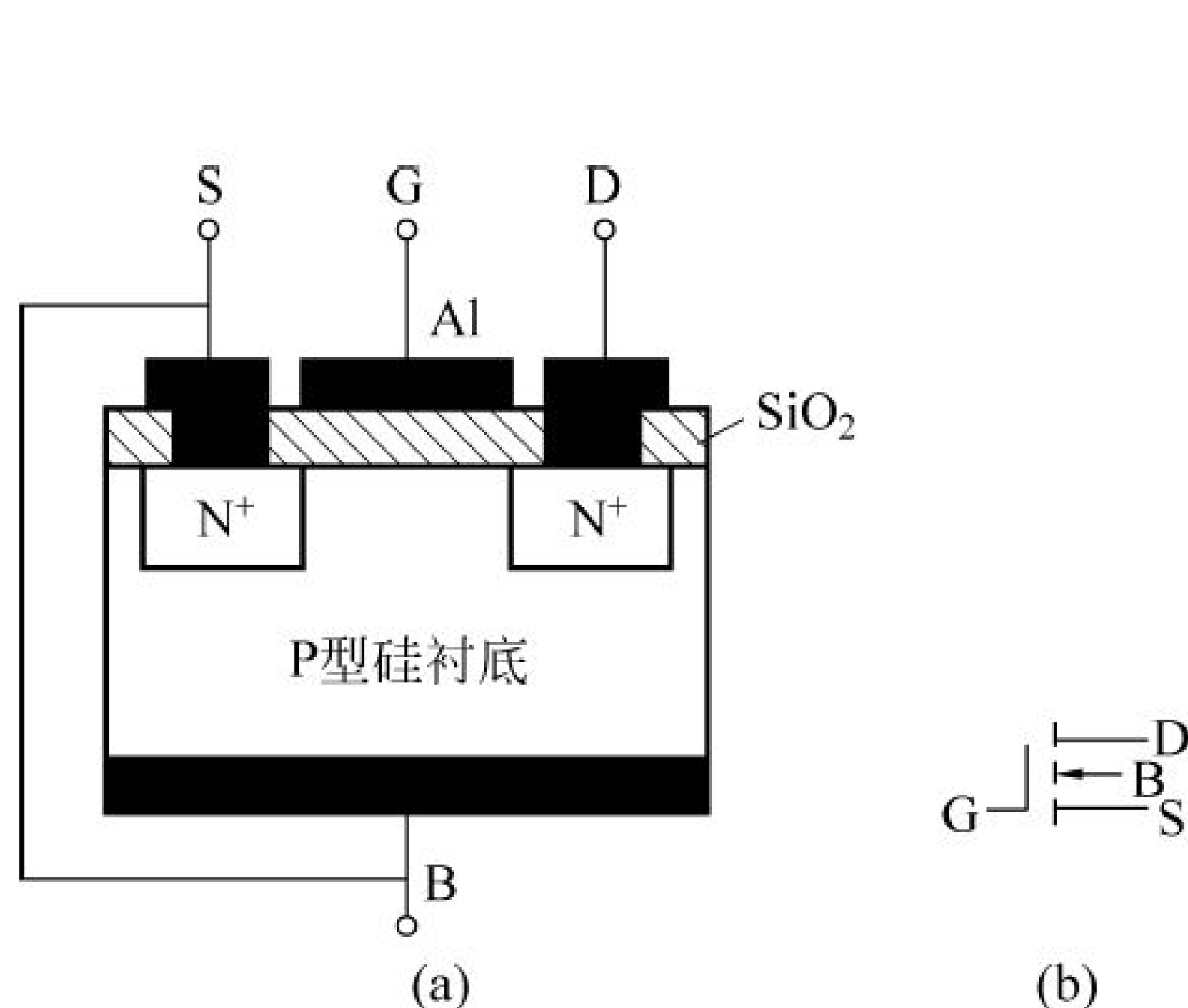


图 5.27　N 沟道增强型绝缘栅型场效应晶体管的结构示意图和符号

(a) 结构示意图；(b) 符号

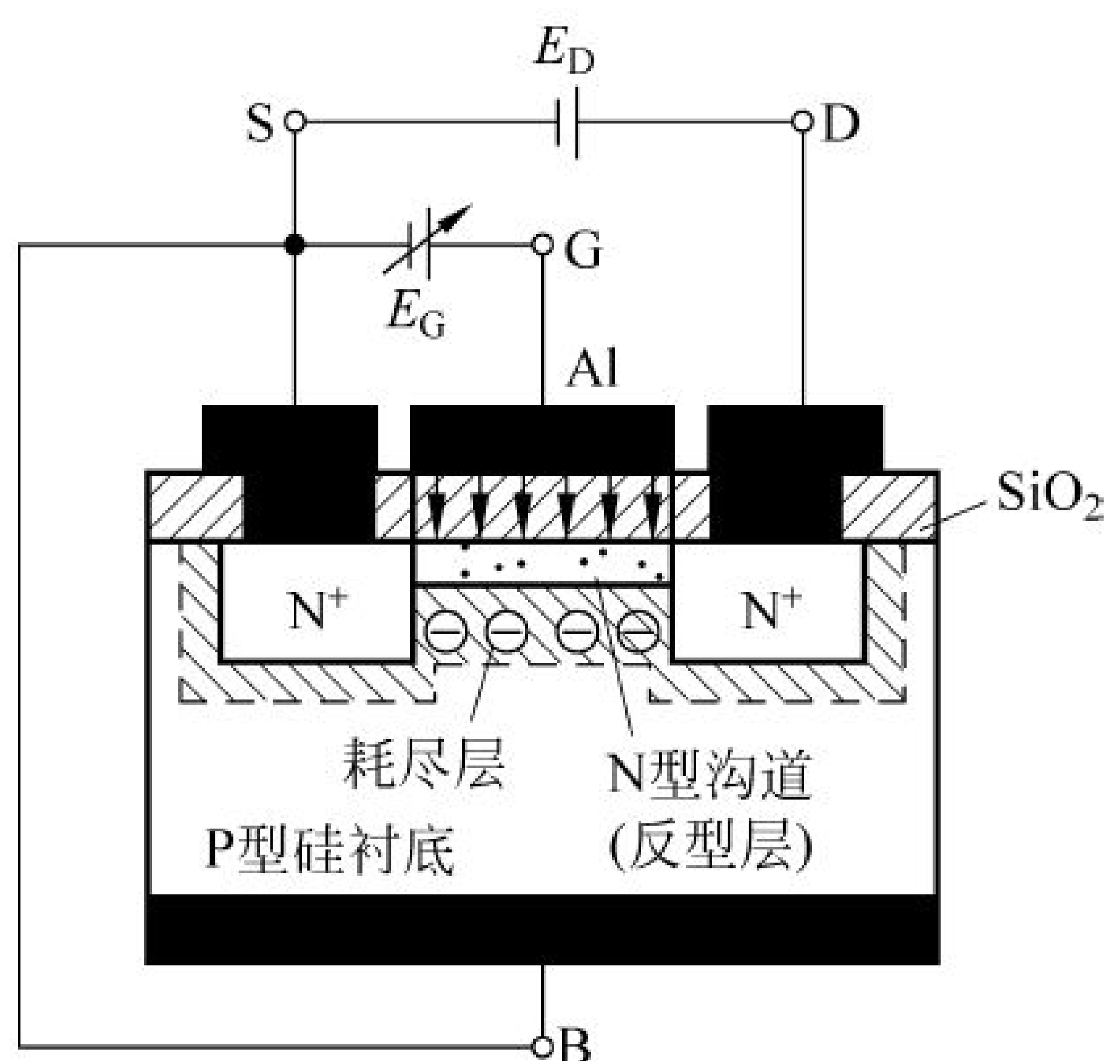


图 5.28　N 沟道增强型场绝缘栅型场效应管的工作原理

当栅极与源极之间加入较小的正向电压 U_{GS} 时，由于 SiO_2 绝缘层的存在，故无电流，但是在 SiO_2 的绝缘层中，产生了一个垂直于 P 型硅衬底的电场，其方向由栅极指向 P 型硅衬底。该电场将排斥衬底中的空穴而吸引电子到衬底与 SiO_2 交界的表面，形成了耗尽层。这个耗尽层的宽度，将随 U_{GS} 的增大而加宽。当 U_{GS} 增加到一定的数值时，则衬底中的电子在 P 型硅材料中形成了 N 型层，称为反型层。反型层构成了漏极与源极之间的导电沟道，随着 U_{GS} 的增大，电场强度也增强，反型层中电子增多，反型层加宽，导电沟道电阻将减小。

漏极与源极之间形成导电沟道后，漏极与源极间加正向电压 U_{DS}，电子便从源区经 N 型沟道(反型层)向漏区漂移，形成了漏极电流 I_D。这里，在漏源电压 U_{DS} 作用下，开始形成漏极电流 I_D 的栅源电压 U_{GS}，称为开启电压 $U_{GS(th)}$。在正向电压 U_{DS} 为一定值时，逐渐增加正向电压 U_{GS}，导电沟道随之加宽，则漏极电流 I_D 增加。由于该类 MOS 管在 $U_{GS}=0$ 时，$I_D=0$，只有在 $U_{GS}\geqslant U_{GS(th)}$ 时，方能形成导电沟道，而且 I_D 随 U_{GS} 的增加而增大，故称为增强型 MOS 管。

3. 特性曲线

图 5.29 所示为 N 沟道增强型 MOS 管的输出特性曲线和转移特性曲线。它的输出特性曲线，也可根据不同的工作条件分为三个区域，即可变电阻区、恒流区(放大区)和夹断区。可变电阻区与恒流区之间是用预夹断轨迹来分界的。预夹断轨迹的左边区域称为可变电阻区，即当 U_{DS} 较小时，U_{DS} 的增大使 I_D 线性增大，在此区域中，直线斜率的倒数为 D-S 间的等效电阻，可以通过改变 U_{GS} 的大小(即正控方式)来改变其阻值，故称为可变电阻区。预夹断

轨迹的右边区域称为恒流区,在此区域内 I_D 几乎不因 U_{DS} 的增大而变化,因而可将 I_D 近似为电压 U_{GS} 控制的电流源,故称为恒流区。漏极电流 $I_D \approx 0$ 称为夹断区,此时管子处于夹断状态。转移特性曲线可由输出特性曲线绘出,它反映管子工作在恒流区时,栅源电压 U_{GS} 对漏极电流 I_D 的控制规律。该类管子只有在 $U_{GS} \geqslant U_{GS(th)}$ 时,才能形成漏极电流 I_D,此时,I_D 可以近似表示为

$$I_D = I_{DO}\left(\frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1\right)^2 \quad U_{GS} > U_{GS(th)}$$

式中,I_{DO} 是 $U_{GS} = 2U_{GS(th)}$ 时 I_D 的值。

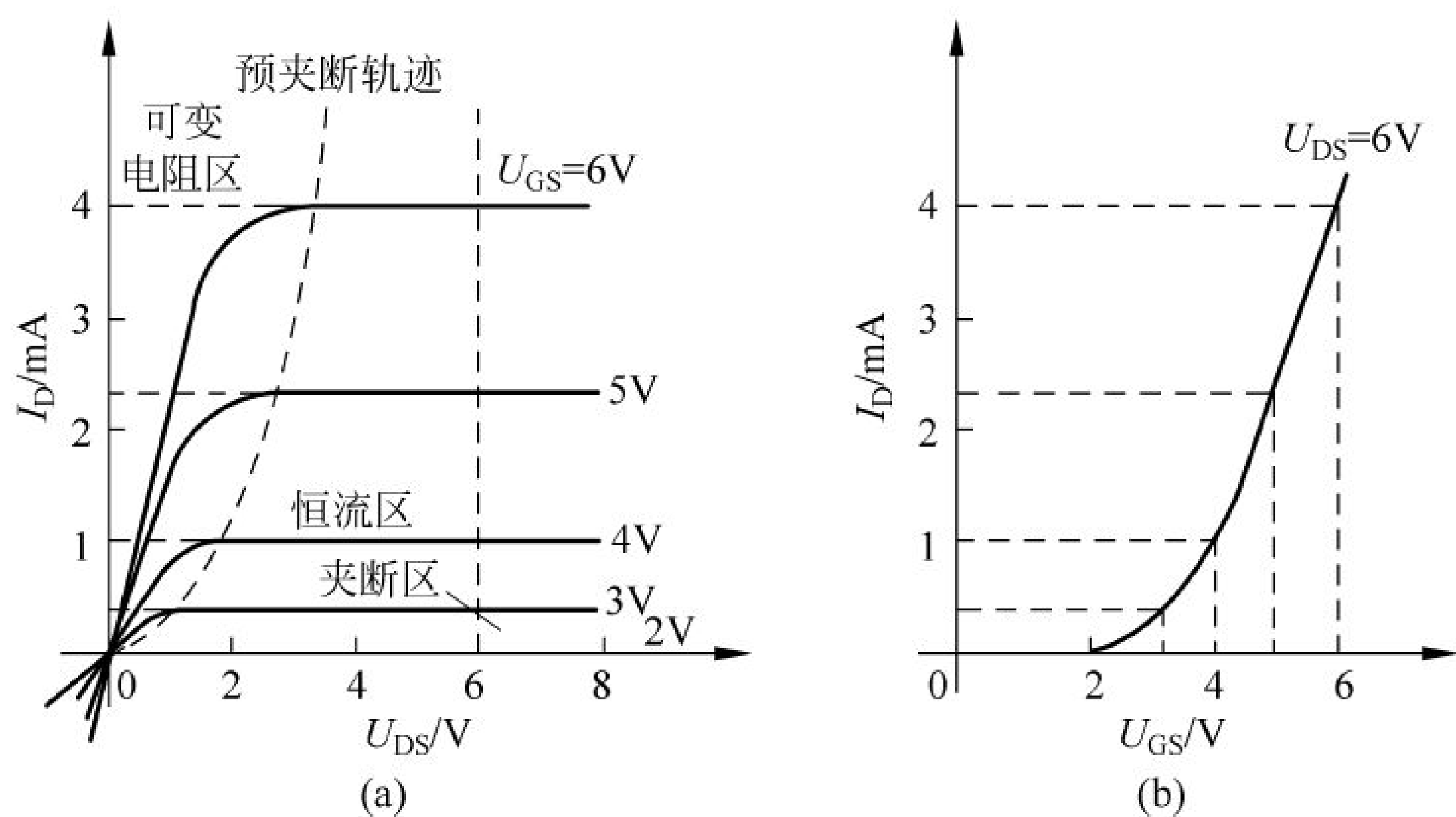


图 5.29 N 沟道增强型 MOS 管的特性曲线

(a) 输出特性;(b) 转移特性

P 沟道增强型 MOS 管的基本结构是以低掺杂浓度的 N 型硅为衬底,两个高掺杂度的为 P^+ 区。工作原理及特性曲线与 N 沟道增强型 MOS 管相类似,但在使用时应注意,P 沟道增强型 MOS 管的外加电压 U_{DS}、U_{GS} 的极性和漏极电流 I_D 的方向与 N 沟道增强型 MOS 管是完全相反的。

5.5.2 N 沟道耗尽型 MOS 管

图 5.30 所示为 N 沟道耗尽型 MOS 管的结构示意图和符号,它与增强型 MOS 管的结构基本相同,只是在制造过程中,在 SiO_2 绝缘层中掺入大量的正离子。当 $U_{GS} = 0$ 时,在这些正离子所建立的电场作用下,漏区和源区之间的 P 型衬底表面已经出现反型层(N 型导电沟道)。当 $U_{GS} > 0$ 时,导电沟道加宽,I_D 增大;反之,$U_{GS} < 0$,导电沟道变窄,I_D 减小。当 U_{GS} 减小到一定的负值时,反型层消失,漏极与源极之间失去导电沟道,即使原来的导电沟道"耗尽",使 $I_D = 0$,此时的 U_{GS} 称为夹断电压 $U_{GS(off)}$。该类管子的栅源电压 U_{GS},在一定范围内正、负值均可控制漏极电流 I_D 的大小,而且在 U_{GS} 为正值时,也不会有栅极电流出现。这使它的应用更加灵活。耗尽型 MOS 管的特性曲线如图 5.31 所示。

综上所述,有四种类型的 MOS 管,即 N 沟道耗尽型、N 沟道增强型、P 沟道耗尽型、P 沟道增强型。在电子技术中将 N 沟道的 MOS 管简写为 NMOS 管,P 沟道的 MOS 管简写为 PMOS 管。

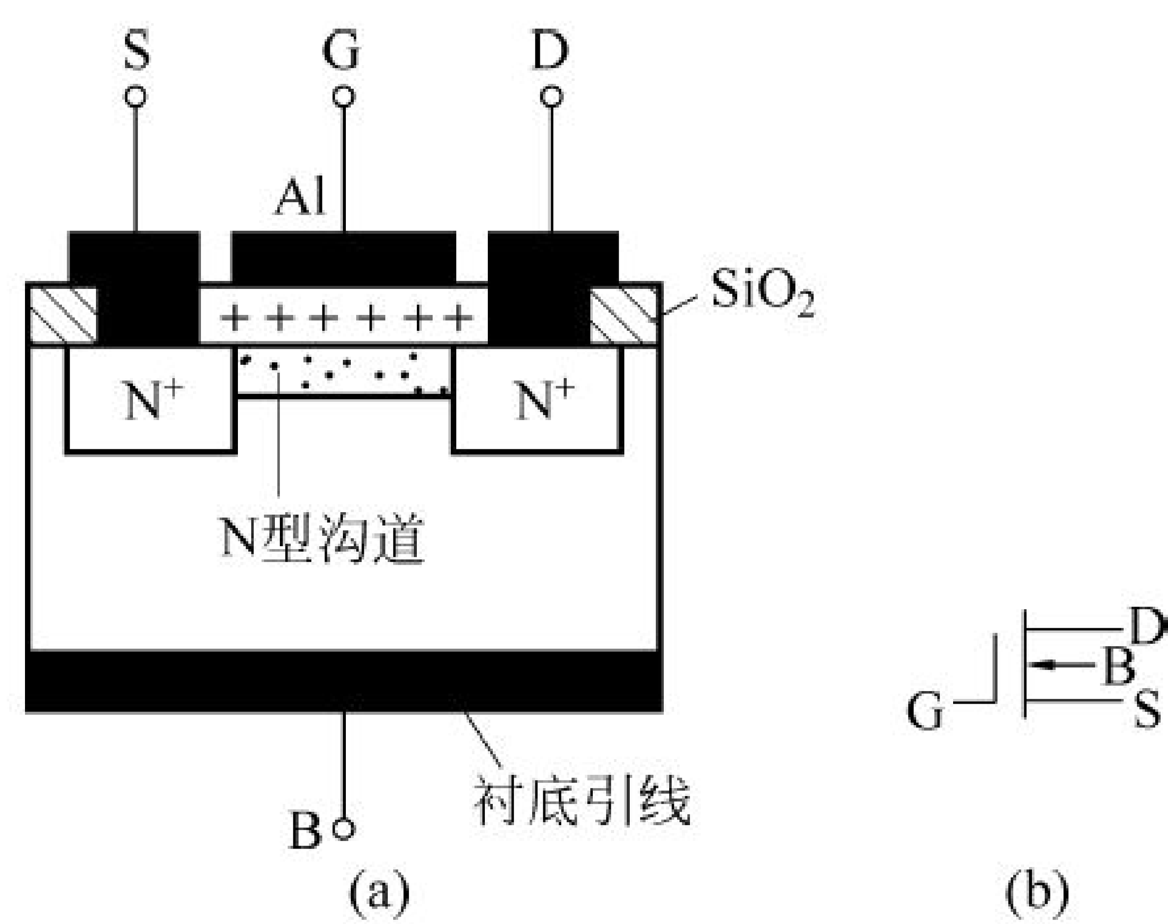


图 5.30　N 沟道耗尽型 MOS 管的结构示意图和符号
(a) 结构示意图；(b) 符号

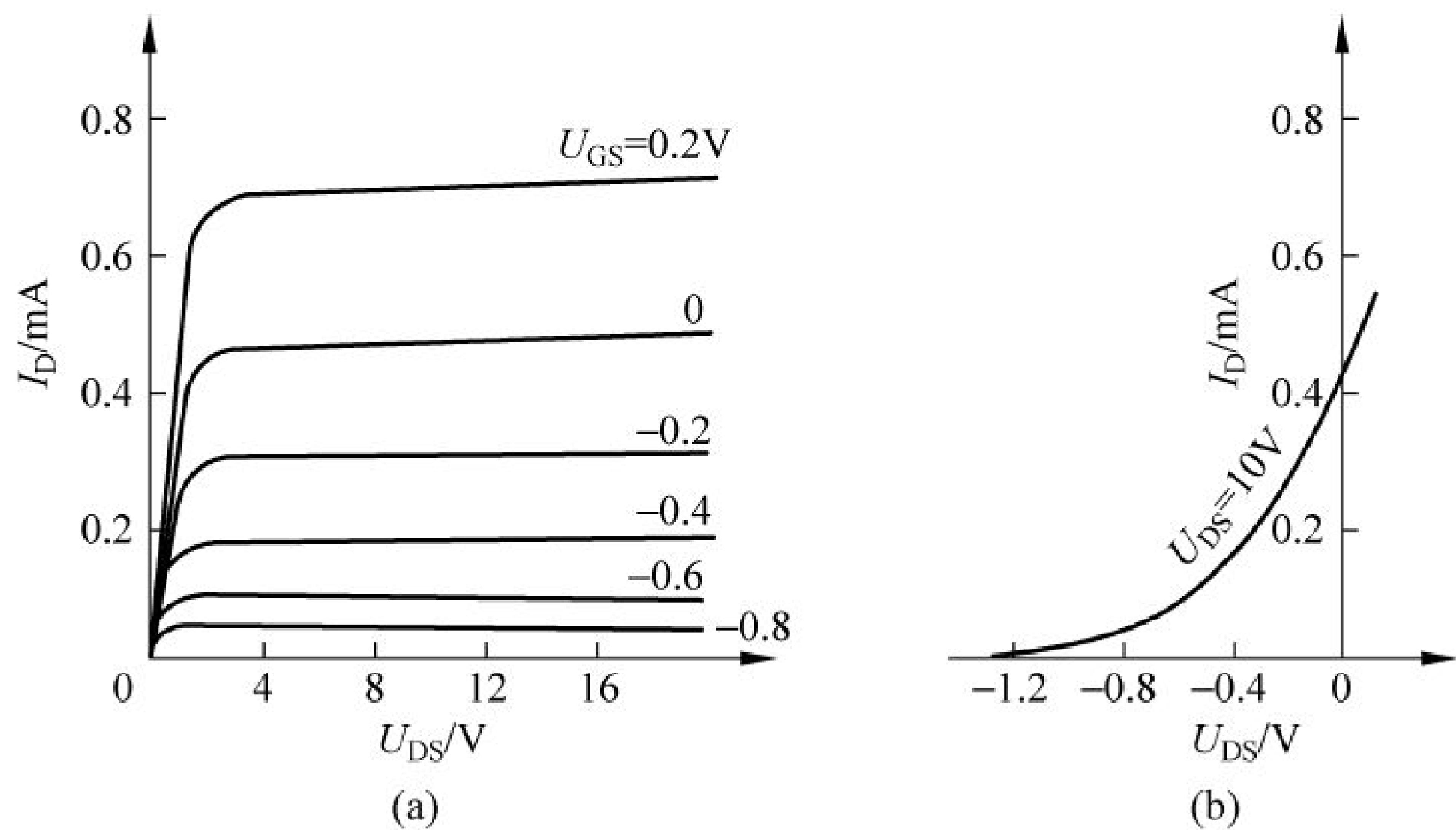


图 5.31　N 沟道耗尽型绝缘栅型场效应晶体管的特性曲线
(a) 输出特性；(b) 转移特性

5.5.3　MOS 管的主要参数及使用注意事项

场效应晶体管的参数是反映其性能的指标，也是选用场效应晶体管的依据。

1. 主要参数

(1) 开启电压 $U_{GS(th)}$

$U_{GS(th)}$ 是在 U_{DS} 为某一固定值时，形成 I_D 所需要的最小 $|U_{GS}|$ 值，它是增强型 MOS 管的参数。

(2) 夹断电压 $U_{GS(off)}$

$U_{GS(off)}$ 是在 U_{DS} 为某一固定值时，使 I_D 为某一微小电流(便于测量)所需要的 U_{GS} 值，一般 $|U_{GS(off)}|=0.5\sim5V$，它是耗尽型 MOS 管的参数。

(3) 饱和漏电流 I_{DSS}

I_{DSS} 是指在 $U_{GS}=0$ 情况下，使管子出现预夹断时的漏极电流。这是耗尽型管子的参数。

(4) 低频跨导 g_m

g_m 是场效应晶体管在恒流区工作时,栅源电压对漏极电流控制能力大小的参数。其定义为:在 U_{GS}为某一固定值时,i_D 的微小变化量和引起它变化的 U_{GS}微小变化量之间的比值。即

$$g_m = \left.\frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}u_{GS}}\right|_{U_{DS}=\text{常数}}$$

g_m 的单位是西[门子](S)。在转移特性曲线上,g_m 则是曲线在某点的切线斜率。

2. 使用注意事项

场效应晶体管具有输入电阻大和噪声低等优点,很适合于微弱信号的放大,而且多用在多级放大电路的输入级。

另外由于 MOS 管的制造工艺简单,因此也广泛应用于数字集成电路中。

场效应晶体管在使用时,除了注意不要超过它的额定漏源电压 U_{DS}、栅源电压 U_{GS}、最大耗散功率 P_{CM}、最大漏极电流 I_{DM}之外,对 MOS 管还应注意感应电压过高而造成的击穿问题。

MOS 管输入电阻很大,使得栅极的感应电荷不易泄漏,且 SiO_2 绝缘层很薄,栅极和衬底间的电容量很小,栅极只要有少量电荷,即可产生高压,虽然 $U_{GS(BR)}$ 可达几十伏,但在管子保存和使用不当时,极易造成管子击穿。为避免上述现象,关键在于避免栅极悬空,因此在栅、源之间必须绝对保持直流通路。为此,在存放时,应使三个电极短接;在焊接时,烙铁要有良好接地,最好焊接时拔下电源的插头。在电路中,栅、源间要有直流通路,取管子时,手腕上最好套一个接大地的金属箍。

MOS 管的漏极和源极可以互换使用,但有些产品源极与衬底已联接在一起,这时漏极与源极不能对调,使用时必须注意。

5.6 半导体器件在汽车中的应用

在现代汽车的各种电控系统中有大量的电子控制电路,而这些电路的最基本组成器件就是半导体器件。在汽车的诸多半导体器件中,使用最普遍的应属二极管与晶体三极管。

5.6.1 晶体管的两种作用

从晶体管的工作原理和输出特性曲线(见图 5.24)可知,晶体管有三个工作区域,即放大区、截止区及饱和区。这三个区域把晶体管在电路中的作用分成两种,即开关作用与放大作用。

1. 放大作用

当晶体管工作于放大区(适当调整偏置电阻 R_B 保证晶体管发射结正向偏置,集电结反向偏置)时,集电极大电流 I_C 受基极小电流 I_B 的控制,且两者成比例增长,其比值为晶体管的电流放大系数 β。注意,这种放大的实质是控制,是小控大,而不是小产生大。靠晶体管的控制作用把直流电源的能量转化为输出端负载上的大信号。因此汽车上的传感器直接得

到的信号比较微弱时，要用晶体管进行放大；当电脑输出信号不能直接推动执行器时，也要插入晶体管放大，以晶体管为核心的分立元件放大电路，或集成放大电路，将在第 6 章和第 7 章中加以论述，此处不再举例说明。

2. 开关作用

当晶体管工作于截止区（对于 NPN 型管，应使 $U_{BE} \leqslant 0$）时，$I_B = 0$，$I_C = I_{CEO} \approx 0$，CE 电极之间如同一个断开的开关，如图 5.32 所示；当晶体管工作于饱和区时，由于基极注入电流过大（满足 $I_B > I_{BS}$），晶体管已没有放大作用，管压降 $U_{CE} = U_{CES} \approx 0$，CE 电极之间如同一个闭合的开关，如图 5.33 所示。因此，当晶体管在基极输入信号的控制下，一会儿工作在截止区，一会儿工作在饱和区，就相当于一个电子开关。当用这个电子开关在汽车上代替机械开关后，就使汽车上的一些手动控制电路升级为自动控制电路。

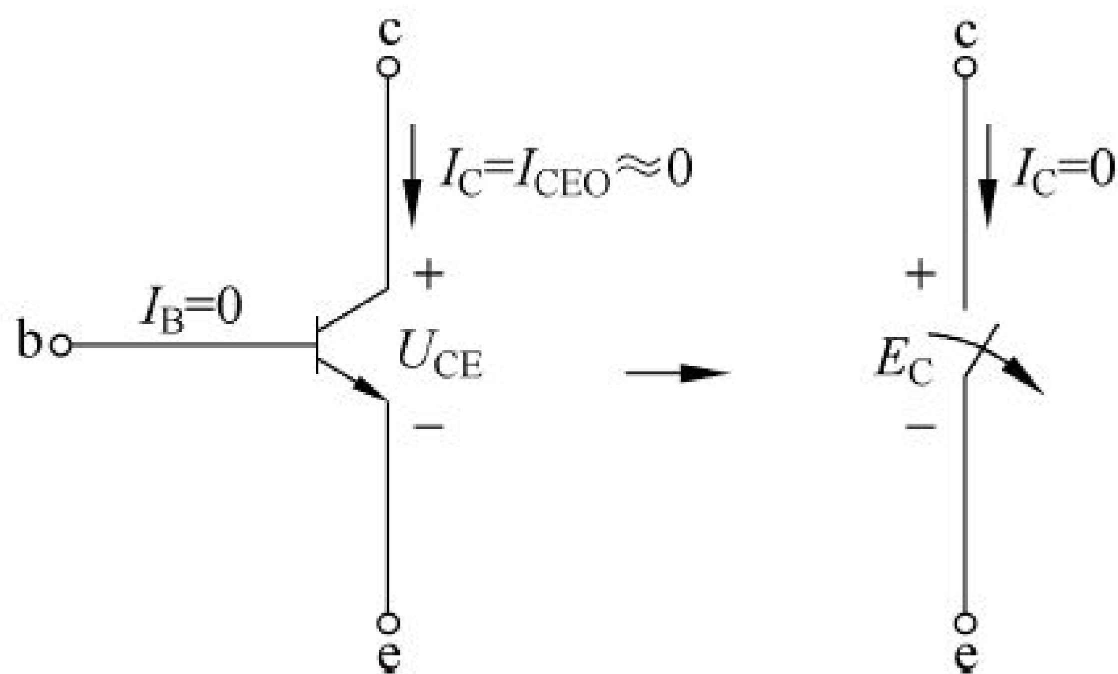


图 5.32　截止状态的晶体管等效为断开的开关

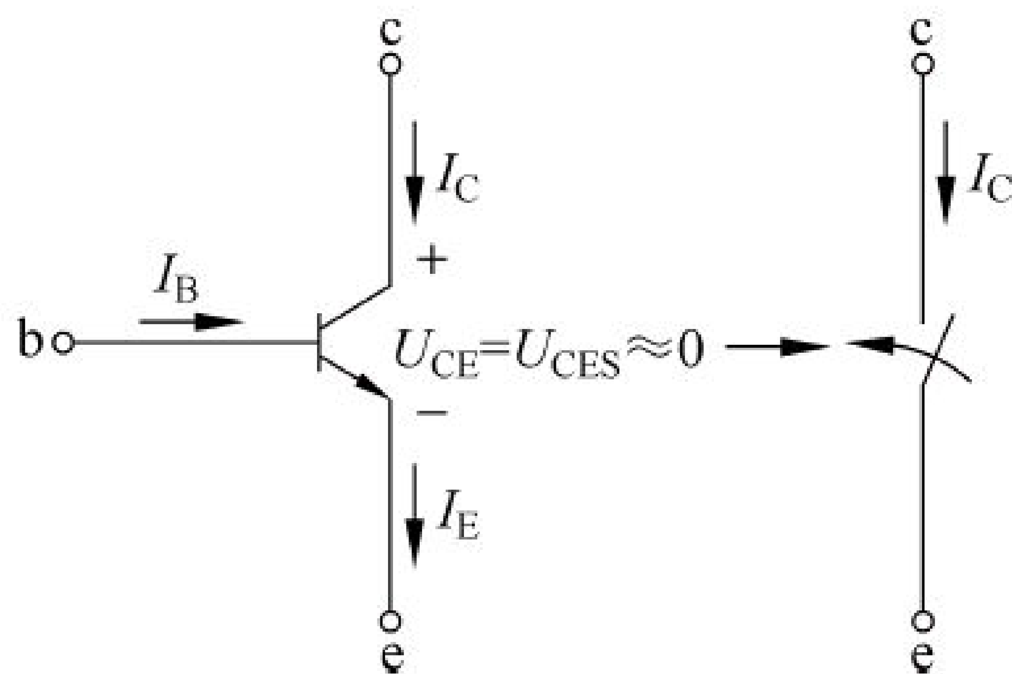


图 5.33　饱和状态的晶体管等效为闭合的开关

例如在高档轿车的全自动空调中，控制鼓风机进行自动调节风速、风量的电路就是用一个功率较大的晶体管取代图 1.36 电路中的单刀多掷开关 E_9 后而构成的。全自动空调的控制电脑采集来自传感器的各种温度，压力信号以及显示电脑送来的信号，进行判断处理，当需要进行风速风量的调节时，就向与执行器（即鼓风电机）串联的功率晶体管基极发出控制信号。当基极控制信号使晶体管工作在截止区时，相当于电子开关断开，则对应于手动控制的图 1.36 中的 0 挡；当基极控制信号使晶体管工作在饱和区时，相当于电子开关闭合，则对应于手动控制的图 1.36 中的 4 挡；当基极控制信号使晶体管工作于放大区，且随时改变其工作点于 Q_1、Q_2、Q_3 时（见图 5.34），由于 Q_1、Q_2、Q_3 点所对应的 R_{CE} 阻值不同（$R_{CE1} > R_{CE2} > R_{CE3}$），即相当于串联在鼓风电机电路中的电阻在无级变化，则实现了在 1～4 挡间的电机无级调速，从而完成了风速风量的自动控制。

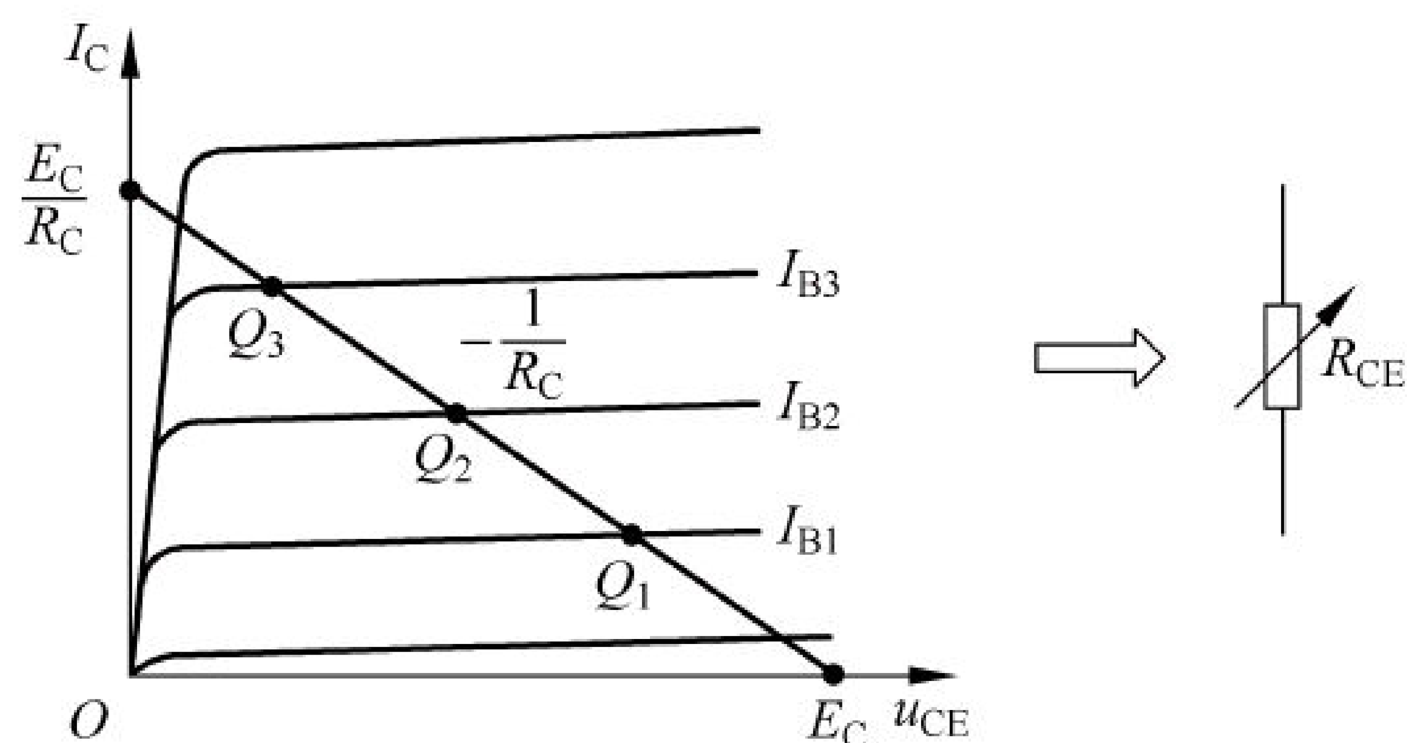


图 5.34　放大状态的 R_{CE} 等效成可变电阻

5.6.2 二极管的续流保护作用

二极管在汽车上的应用,也是非常普遍的。例如电流、检波、限幅、钳位、隔离等前面已有叙述,本处再举一种应用加以说明。当读者翻阅汽车电子控制电路时,经常能看到在与开关三极管 VT 串联的线圈(例如发电机中的磁场线圈,电子点火系中的点火线圈的初级线圈,某执行器的电磁阀中的电磁线圈等)旁边并联一个二极管。这个二极管的作用就是续流保护。

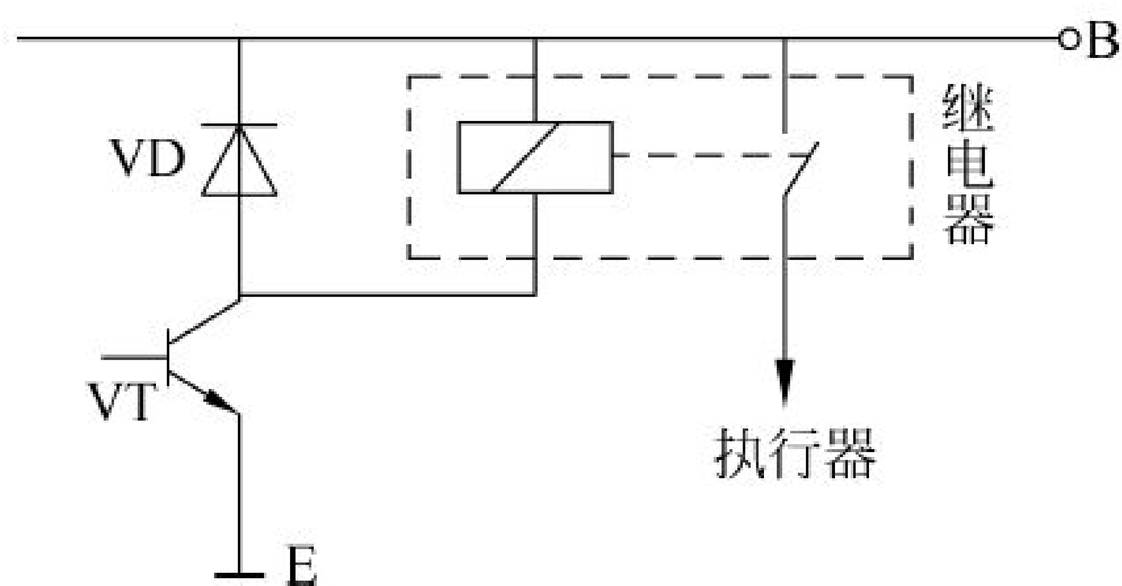


图 5.35 二极管的续流保护

图 5.35 是汽车中某继电器的电子开关控制电路。在继电器的电磁线圈左边并联的就是续流二极管 VD。

在图 5.36 中,当晶体管 VT 的基极输入控制信号为高电平时,使 VT 由截止转变为饱和导通,其管流 i_C 在图 5.36 所示的方向下增加,电磁线圈储存磁场能量,在线圈两端的自感电动势极性为上正下负,与供电电源为反极性串联,对晶体管 VT 的安全威胁不大。反之,当在图 5.37 中晶体管 VT 的基极输入为低电平时,使 VT 由导通变为截止,其管流 i_C 在图 5.37 所示的方向下减少,在线圈两端的自感电动势极性为上负下正,与供电电源为同极性串联,若不并联二极管 VD,则将对晶体管 VT 的安全造成极大威胁。因此,为保护晶体管 VT,要在电磁线圈两端并联一个二极管,且二极管只有在图 5.37 中的正向接法下,才能保证晶体管在由截止到导通时,所储存的磁场能量有一个泄放的电流通路,真正起到保护作用。

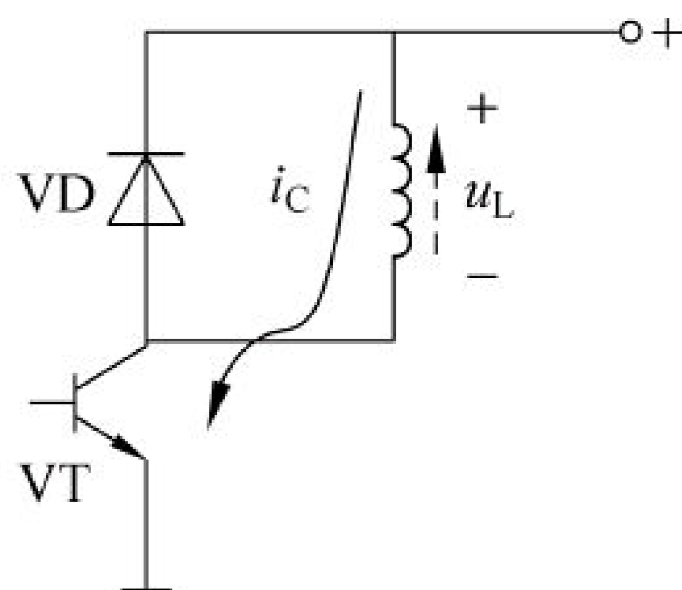


图 5.36 VT 由截止到导通时

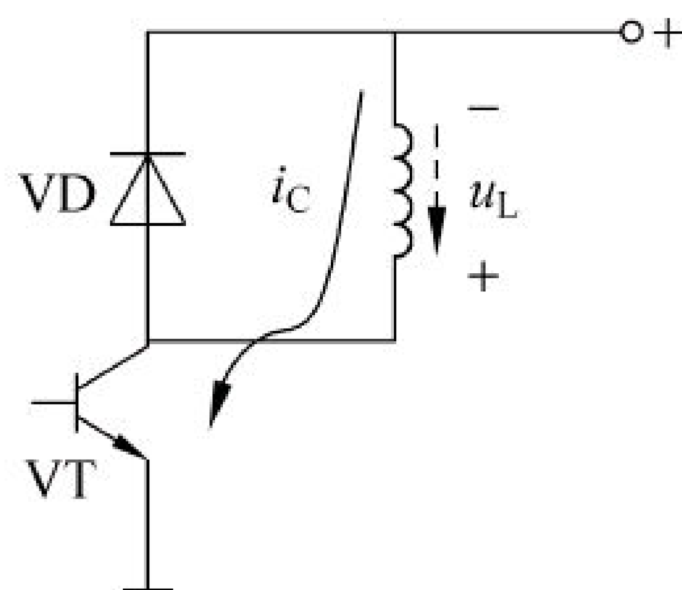


图 5.37 VT 由导通到截止时

重点与难点答疑

问题 1:硅二极管与锗二极管在特性方面有何异同?

答:硅二极管与锗二极管的核心都是 PN 结,因此都具有单向导电性,它们的伏安特性也基本相似。

但这两种管子是有差异的。通常在硅二极管的死区电压约为 0.5V,锗二极管的死区电压约为 0.1V。硅二极管的正向导通电压为 0.6~0.8V(典型值可取 0.7V),锗二极管的正向导通电压为 0.2~0.3V(典型值可取 0.3V)。显然在它们的导通电压方面锗管优于

硅管。

二极管承受反向电压时，反向电流是极小的，这表明二极管的单向导电性能好。在室温下小功率硅管的反向电流小于 0.1μA，而锗管为几十微安。可见硅管的反向电流要比锗管的反向电流小得多，这方面硅管优于锗管。

由于反向电流是受温度影响的，显然在受温度影响方向硅管也是优于锗管的。

还有硅管的反向击穿电压也比锗管的击穿电压高，硅管的反向击穿特性曲线比锗管也更陡直。

因此，在实际中使用硅管比锗管多。

问题 2：有关二极管应用电路中有许多画波形的问题，应如何着手分析呢？

答：现举一个双向限幅电路（见图 5.38(a)）加以说明。设 VD_1、VD_2 为理想二极管，$\mu_i=5\sin\omega t$（V），试画出 u_o 波形。

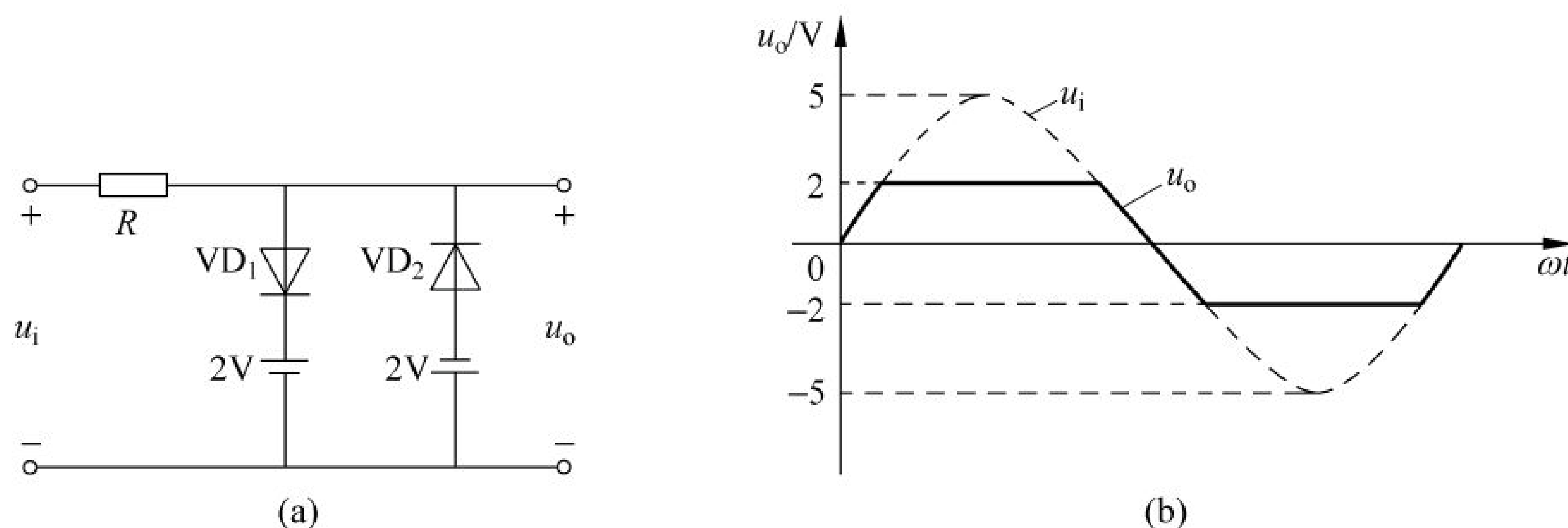


图 5.38　双向限幅电路

(1) 把输入波形分成若干时间段，一段一段地进行分析。例如：在图 5.38(b)中，分为正半周 0～2V，2～5V，5～2V，2～0V；负半周 0～−2V，−2～−5V，−5～−2V，−2～0V。

(2) 在某一段时间内，包含二极管绕行一个回路（假设把二极管断开），分析出二极管两端的电压（受正向电压则导通，受反向电压则截止）。

(3) 用二极管的等效电路代替二极管，然后再用电路分析的知识（电路开路、短路的特点，欧姆定律，基尔霍夫定律），求待输出电压的波形。

例如：当 u_i 为 0～2V 时，VD_1 受反压截止，VD_2 受反压截止，$u_o=u_i$；当 u_i 为 2～5V 与 5～2V 时，VD_1 受正压导通，VD_2 仍受反压截止，$u_o=2V$；当 u_i 为 0～−2V 时，VD_1 受压截止，VD_2 受反压截止，VD_2 受正压导通，$u_o=-2V$。图 5.38(b)中的实线即为所求。

问题 3：二极管的应用除了整流、限幅、钳位以外，还有其他用途吗？

答：二极管的应用极广，现再举一种其他用途。例如，在一些需要稳定的低电源电压的时候，也可用二极管的正向电压来稳压。

图 5.39 给出了某型号计算器中的电源电路。利用四个正向串联的硅二极管把输出电压稳定在 0.7V×4=2.8V 上。再例如，在某些低电源电压的放大电路中的晶体管的偏置电路，也常由两个正向串联的硅二极管提供。

问题 4：晶体管是由两 PN 结构成的，那么能不能把两个二极管背靠背联接起来当晶体管使用呢？

答：不能当晶体管使用。两个二极管背靠背联接起来后，也引出三个引脚，也在 BE 间

加向偏置电压,CB之间加反向偏置电压,表面看与晶体管相似,但从图5.40可见它们构成的是两个各自独立的电路,I_1 与 I_2 彼此毫无联系,因此不可能像晶体管一样实现放大。最本质的区别是两个背靠背的二极管,不具备晶体管内部结构的特点(由于晶体管中的基区做得很薄,且掺杂浓度低,使得从发射极注入的电子很容易地越过基区而被集电极所收集,从而形成小控大的作用)。

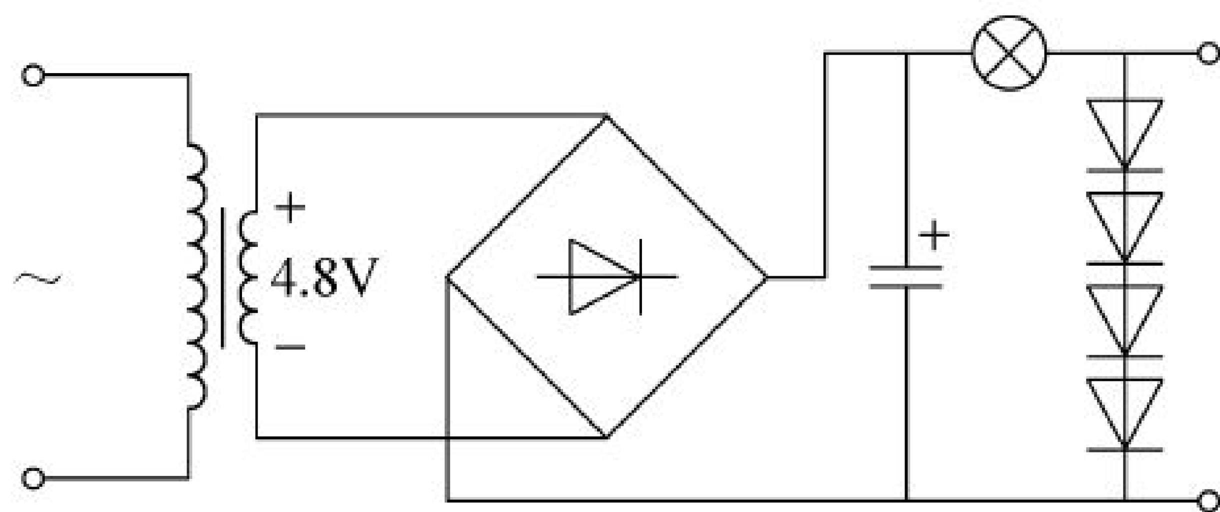


图5.39 计算器电源电路

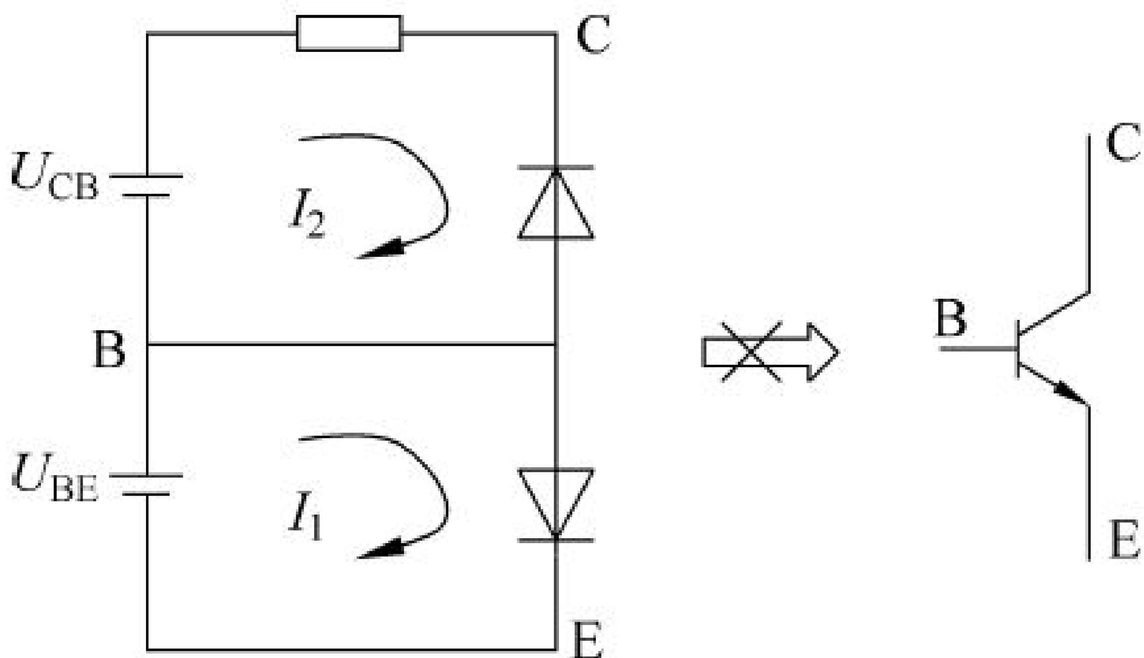


图5.40 二极管背靠背联接的电路

问题5:晶体管与场效应管这两种电子器件,哪一个更好一些呢?

答:先列表5.1对比两者的对应关系与特点。

表5.1 晶体管与场效应管性能对比

	晶体管	场效应管
载流子	两种不同极性的载流子(电子与空穴)同时参与导电,故称双极型晶体管	只有一种极性的载流子(电子或空穴)参与导电故称单极型晶体管
控制方式	电流控制	电压控制
对应电极	发射极 E 基极 B 集电极 C	源极 S 栅极 G 漏极 D
类型	NPN型和PNP型	N沟道和P沟道
输入电阻	$10^2 \sim 10^4\ \Omega$	$10^7 \sim 10^{14}\ \Omega$
热稳定性	较差	好
制造工艺	较复杂	简单

从上可见晶体管与场效应管是很类似的两种电子器件,它们在电子电路中应用都很广泛,既可以使用在分立元器件电路中,也可使用在集成电路中;既可以使用在模拟电路中,也可使用在数字电路中。各有所长也各有所短,因此很难说明哪种更好一些,要根据实际需要进行合理选择。

练 习 题

5-1 写出图5.41所示各电路的输出电压值,设二极管导通电压为0.7V。

5-2 若在不加限流电阻的情况下,直接将二极管接于1.5V的干电池上,估计会出现

什么问题？

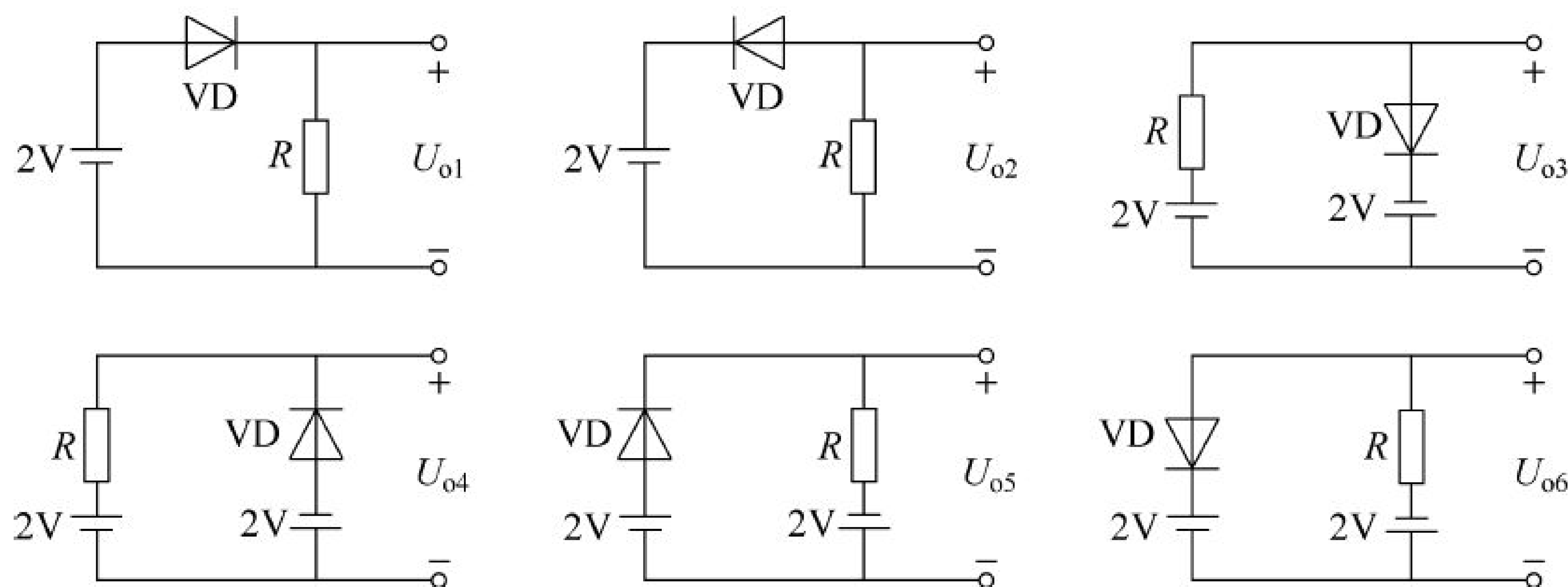


图 5.41　题 5-1 图

5-3　在图 5.42 所示电路中，试分别求出下列情况下输出端 F 的电位及流过各个元器件（R、VD_A、VD_B）的电流：

（1）$V_A=V_B=0$；

（2）$V_A=+3V$，$V_B=0$；

（3）$V_A=V_B=+3V$。

二极管的正向压降忽略不计。

5-4　在图 5.43 所示电路中，试分别求出下列情况下输出端 F 的电位及流过各个元件的电流：

（1）$V_A=10V$，$V_B=0$；

（2）$V_A=+6V$，$V_B=+5.8V$；

（3）$V_A=V_B=+5V$。

二极管的正向压降忽略不计。

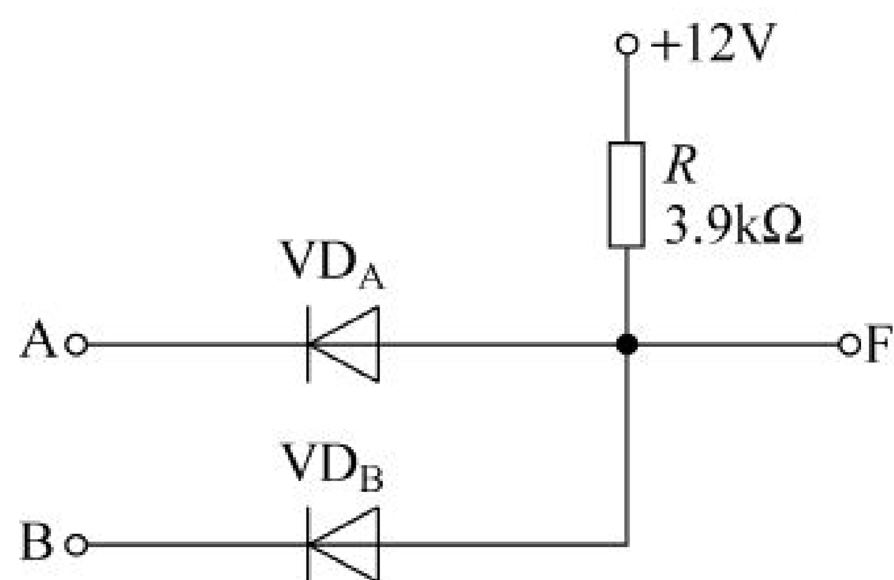


图 5.42　题 5-3 图

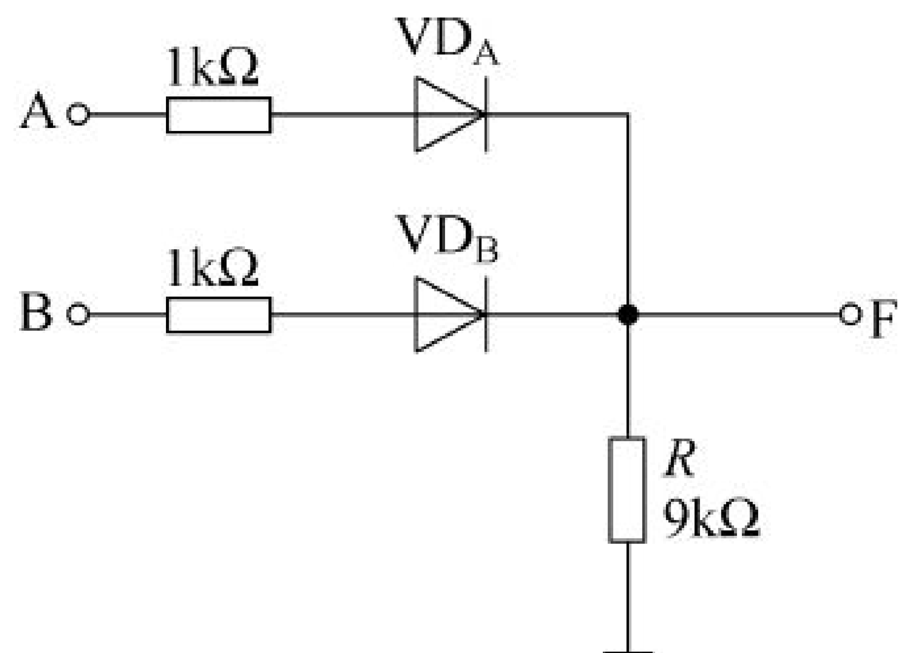


图 5.43　题 5-4 图

5-5　假设一个二极管在 50℃时的反向电流为 10μA，试问它在 20℃时和 80℃时反向电流大约分别为多大？已知温度每升高 10℃反向电流大约增加一倍。

5-6　试判断图 5.44 所示电路中二极管是导通还是截止，并说明理由。

5-7　在图 5.45 所示各电路中，已知 $E=3V$，$u_i=6\sin\omega t$（V），二极管正向压降和反向电流忽略不计，试分别画出输出电压 u_o 的波形。

5-8　图 5.46 所示电路中的二极管是硅管，能判断它是否导通吗？若将硅管换为锗管能导通吗？若导通，流过二极管的电流是多少？（设锗二极管正向导通压降为 0.3V）

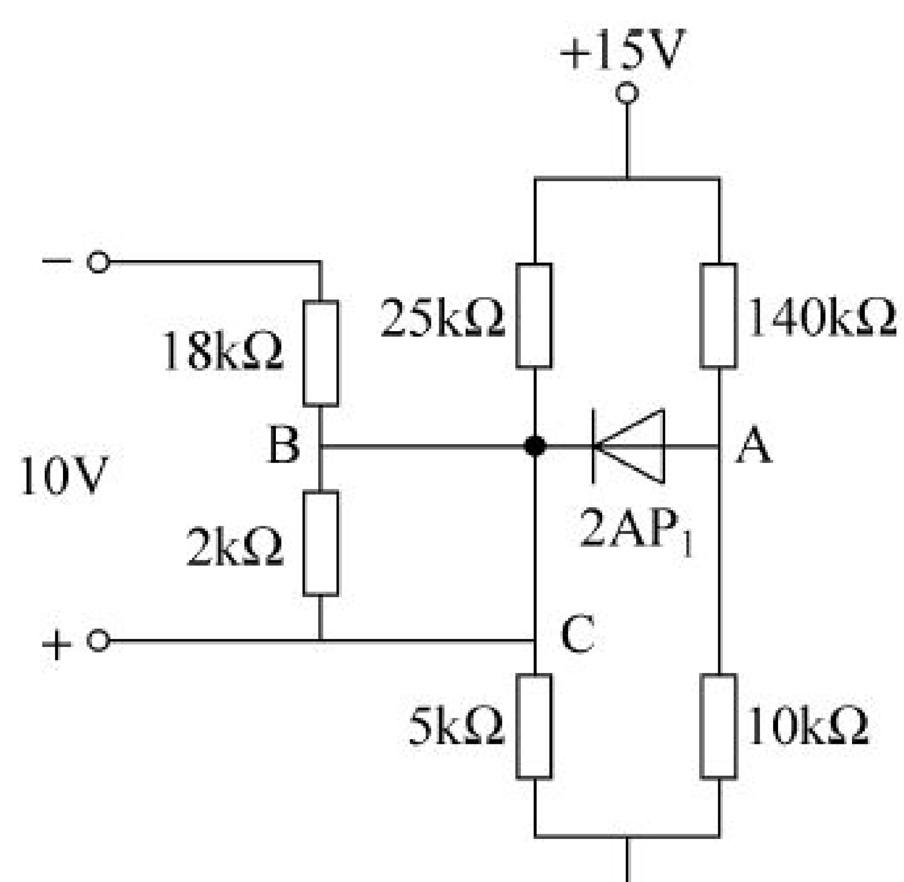


图 5.44 题 5-6 图

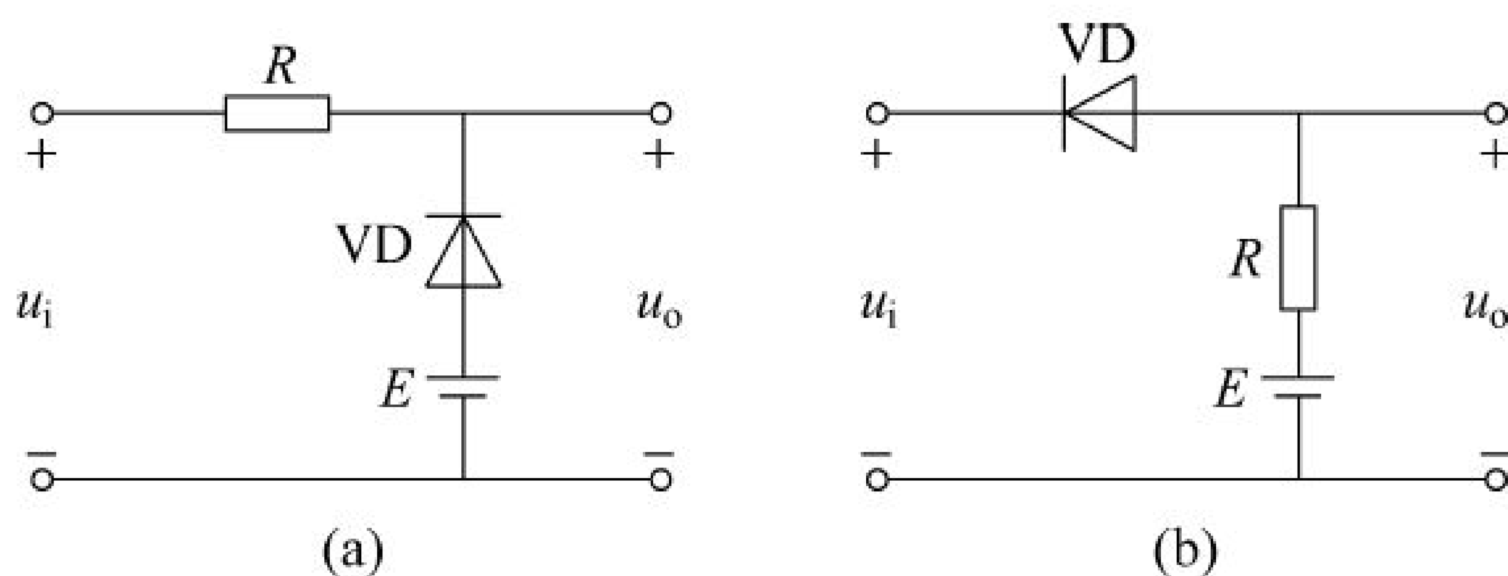


图 5.45 题 5-7 图

5-9 现有两只稳压管,它们的稳定电压分别为 6V 和 8V,正向导通电压为 0.7V。

(1) 若将它们串联相接,则可以得到几种稳压值?各为多少?

(2) 若将它们并联相接,则又可以得到几种稳压值?各为多少?

5-10 在图 5.47 所示电路中,已知稳压管的稳压值 $U_Z=6\text{V}$,稳定电流的最小值 $I_{Z\min}=5\text{mA}$,稳定电流的最大值 $I_{Z\max}=25\text{mA}$。

(1) 分别计算 u_i 为 10V、15V、25V 三种情况下输出电压 u_o 的值;

(2) 若 $u_i=35\text{V}$ 时负载开路,会出现什么现象?为什么?

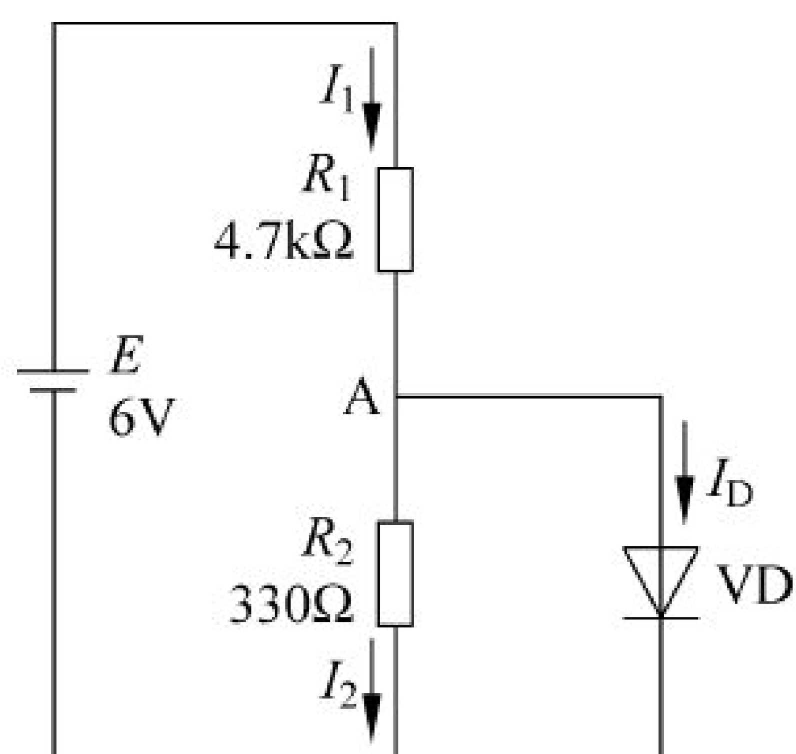


图 5.46 题 5-8 图

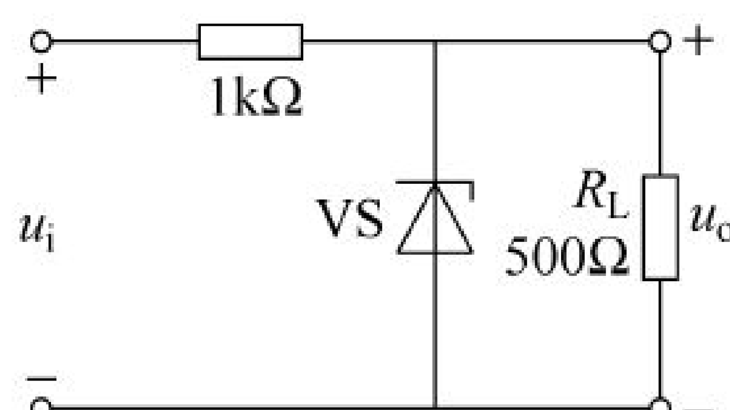


图 5.47 题 5-10 图

5-11 在图 5.48(a)、(b)所示电路中,已知稳压管的稳压值 $U_Z=3\text{V}$,R 的取值合适,u_i 的波形如图 5.48(c)所示,试分别画出 u_{o1} 和 u_{o2} 的波形。

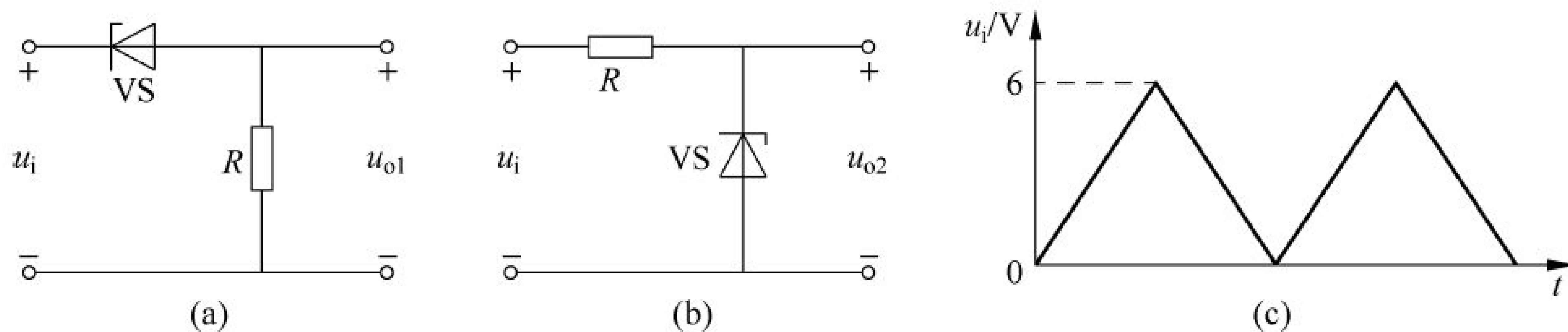


图 5.48 题 5-11 图

5-12 在图 5.49 所示电路中,已知稳压管的稳压值 $U_Z=6\text{V}$,稳定电流的最小值 $I_{Z\min}=5\text{mA}$,求电路中的 U_{o1} 和 U_{o2}。

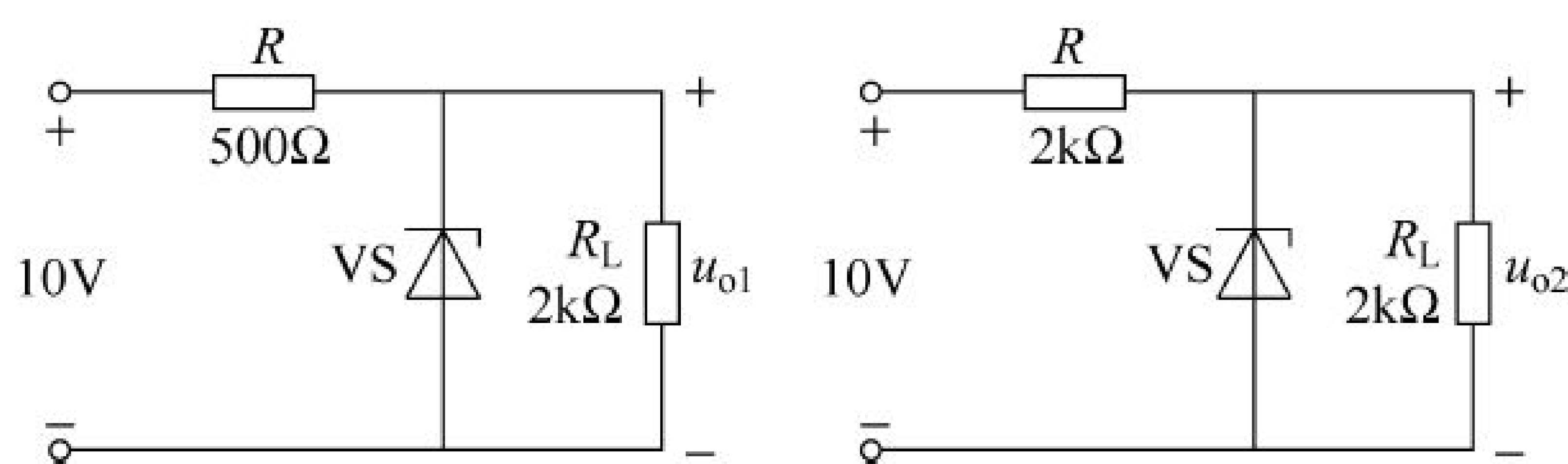


图 5.49　题 5-12 图

5-13　有两个稳压管，VS_1 的稳定电压是 6.5V，VS_2 的稳定电压是 9.5V，正向压降都是 0.5V，如果要得到 0.5V、3V、10V 和 16V 几种稳定电压，两个稳压管和限流电阻应该如何联接？试画出电路（设 VS_1、VS_2 的稳定电流都相等）。

5-14　用直流电压表测得某放大电路中三只晶体管 VT_1、VT_2、VT_3 的三个电极①、②、③对地的电压分别如图 5.50 所示，试判断它们是 NPN 型还是 PNP 型，是硅管还是锗管，并确定 E、B、C 三个电极。

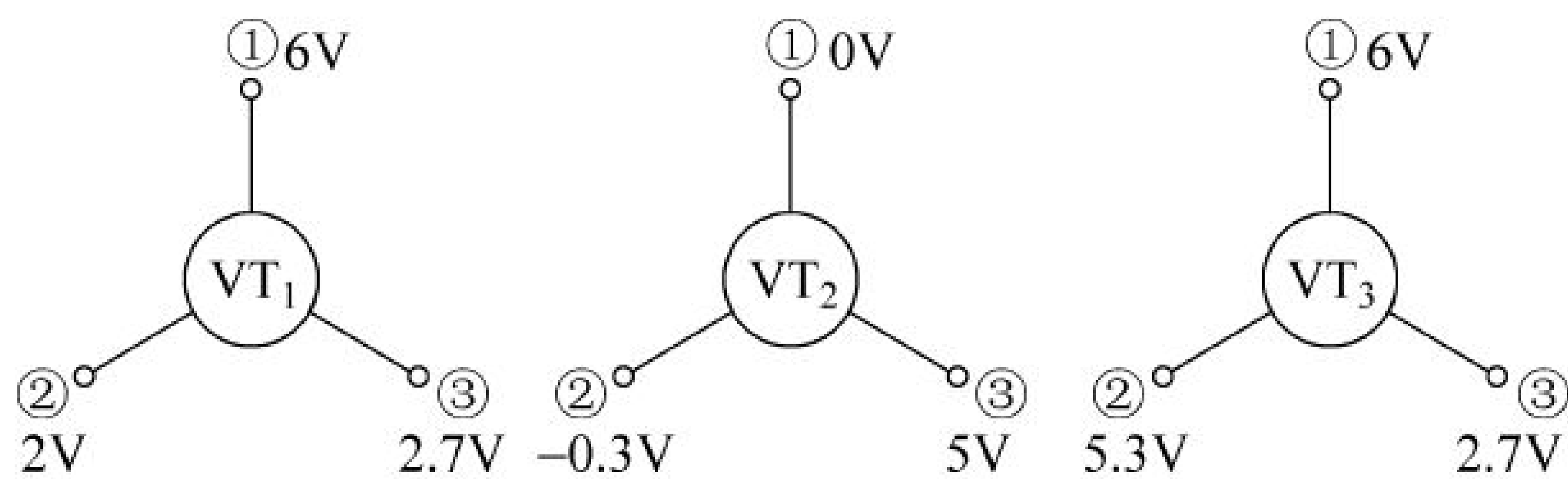


图 5.50　题 5-14 图

5-15　有一只晶体管的极限参数 $I_{CM}=100mA$，$U_{CEO(BR)}=30V$，若它的工作电压 $U_{CE}=10V$，则工作电流 I_C 不得超过多大？若工作电流 $I_C=1mA$，则工作电压的极限值应为多少？

5-16　有两只晶体管的电流放大倍数分别为 50 和 100，现测得放大电路中这两只管子两个电极的电流如图 5.51 所示。分别求另一个电极的电流，标出其实际方向，并在圆圈中画出管子。

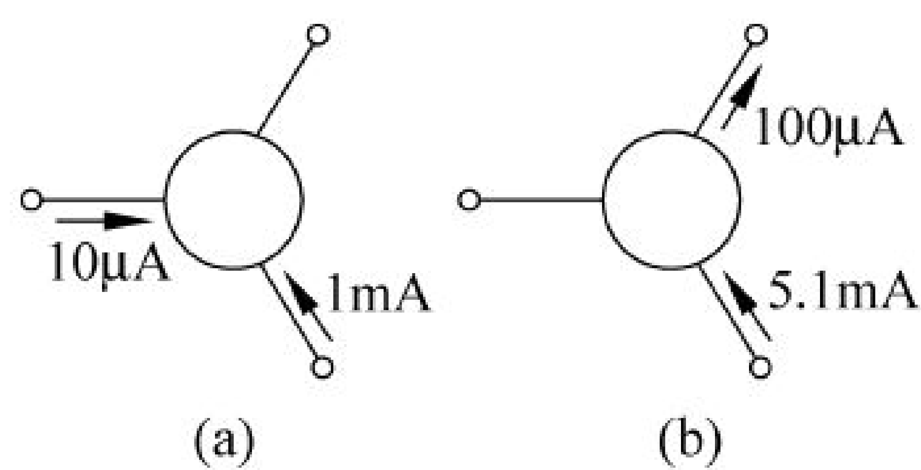


图 5.51　题 5-16 图

5-17　某晶体管的输出特性曲线如图 5.52 所示，试由图确定该管的主要参数 I_{CEO}、$U_{CEO(BR)}$、P_{CM} 及 β（在 $U_{CE}=10V$，$I_C=2mA$ 附近）。

5-18　有一只 NPN 型晶体管接在共发射极电路中，若测得 $U_{CE}\approx U_{CC}$，该管工作在什么状态？若 $U_{CE}\approx 0$ 时，管子又工作在什么状态？

5-19　图 5.53 所示电路中，当开关 S 分别接到 A、B、C 三个触点时，试判断晶体管工作状态（$\beta=50$）。

5-20　测得某电路中八个晶体管的各极电位如图 5.54 所示，试判断这些三极管是否处于正常工作状态。如果不正常，是短路还是烧坏？如果正常，是工作于截止区、放大区还是饱和区？

5-21　为什么 MOS 管的栅极不能开路？

5-22　说明场效应管的电压控制原理与特点。

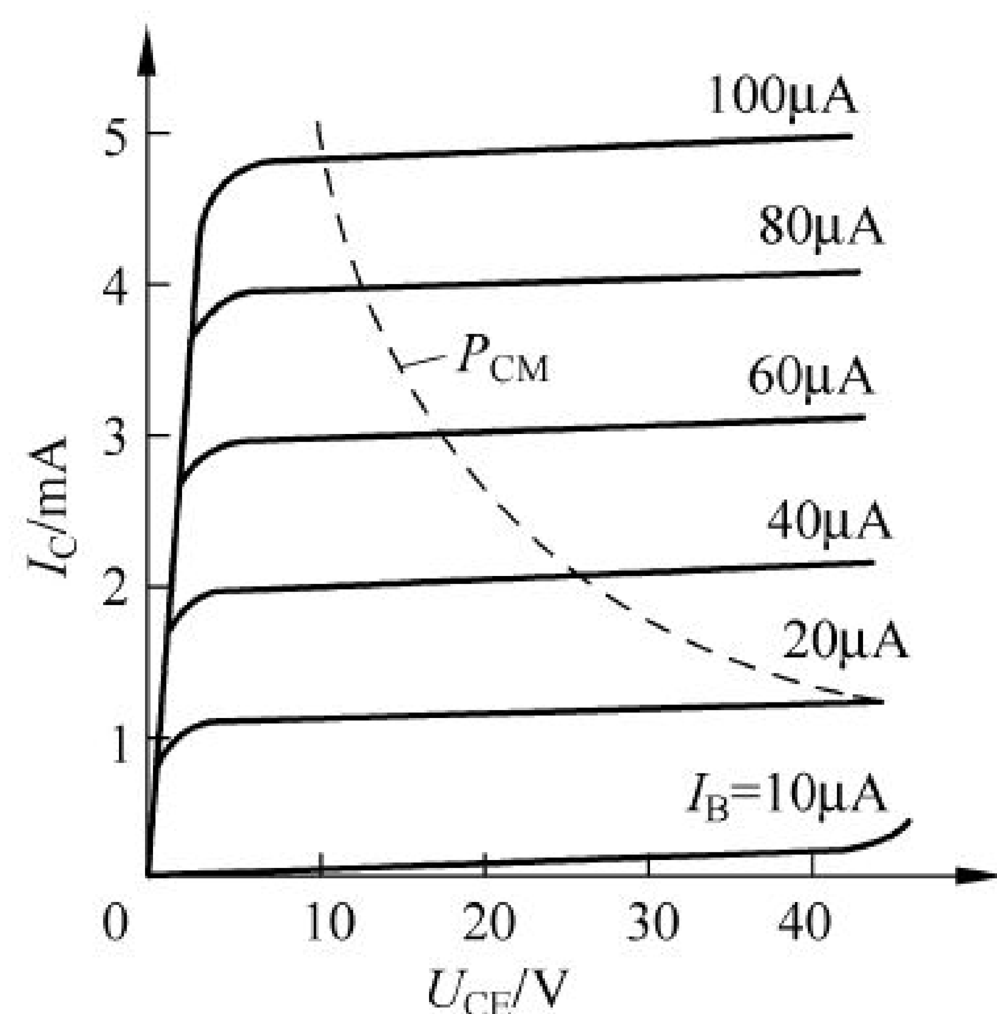


图5.52 题5-17图

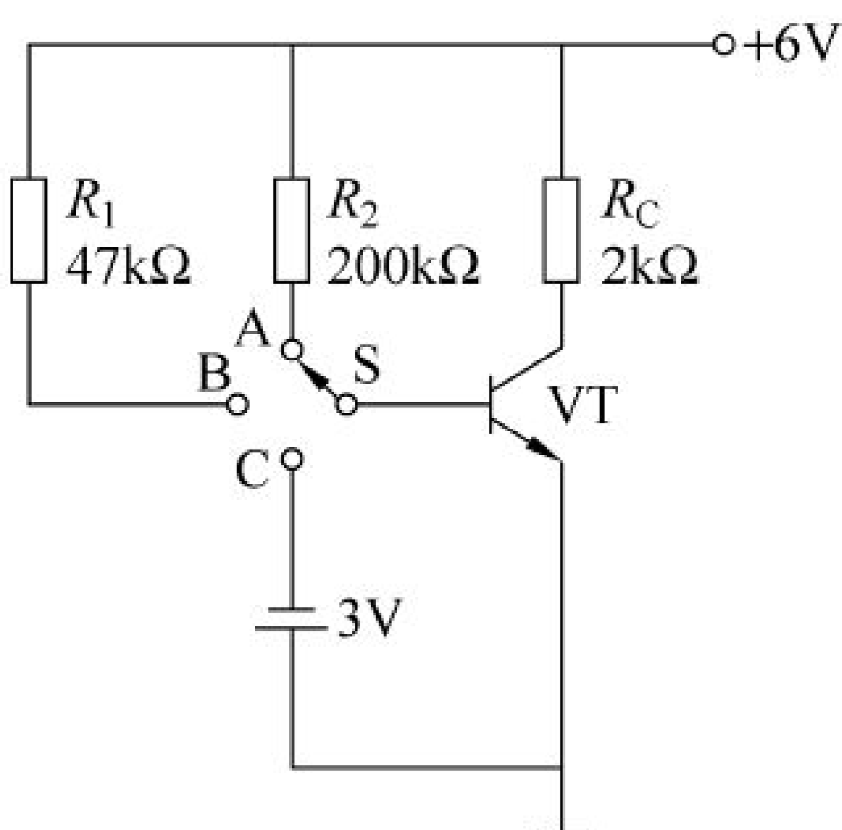


图5.53 题5-19图

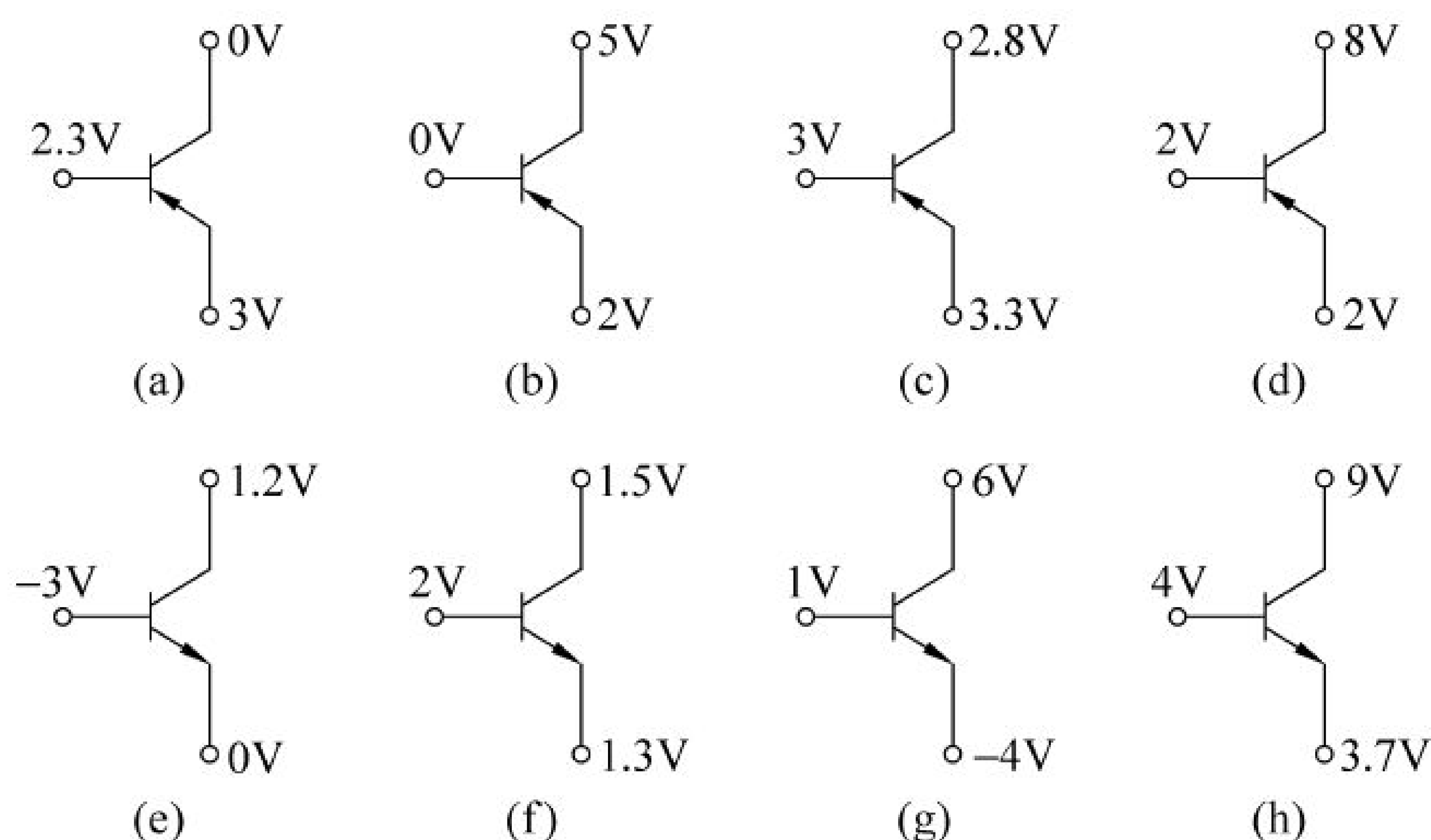


图5.54 题5-20图

自我测验题

(共100分,120分钟)

一、填空题(每空1分,共50分)

1. N型半导体是在本征半导体中掺入微量的________价元素组成的,其多子是________,少子是________,不能移动的杂质离子带________电。P型半导体是在本征半导体中掺入微量的________价元素组成的,这种半导体的多子是________,少子是________,不能移动的杂质离子带________电。

2. 无论是PNP型还是NPN型三极管,都是由________区、________区、________区及________结和________结组成的。三个区对外引出电极分别是________极、________极和________极。

3. PN结形成过程中,P型半导体中的多子________向________区进行扩散,N型半导体中的多子________向________区进行扩散。扩散的结果使它们的交界处建立起一个________________,其方向由________区指向________区。________的建立,对多子的________起削弱作用,对少子的________起增强作用,当这两种运动达到动态平衡时,形成

PN 结。

4. PN 结正偏时,外电场与内电场的方向________,有利于________的________运动而不利于________的________;PN 结反偏时,外电场与内电场的方向________,有利于________的________运动而不利于________的________。

5. 检测二极管极性时,可以用万用表的欧姆挡进行测量。当检测时表针偏转度较大时,则红表笔接触的电极是二极管的________极,黑表笔接触的电极是二极管的________极。检测二极管的好坏时,两表笔位置调换前后万用表指针偏转都很大时,说明二极管已经被________;两表笔位置调换前后万用表指针偏转都很小时,说明该二极管已经________。

6. 单极型晶体管又称为________管。其导电沟道分有________沟道和________沟道。

7. MOS 管在不使用时应避免________极悬空,存放时务必将各电极________。

8. 稳压二极管是一种特殊物质制造的面接触型二极管,正常工作应在特性曲线的________区。

9. 发光二极管是一种能将________转换成光能的半导体器件。

10. 集成稳压器 78 系列的输出电压________零,79 系列的输出电压________零。如 7805 的输出电压是________伏,7905 的输出电压是________伏。

二、判断题(每小题 1 分,共 10 分)

1. P 型半导体中不能移动的杂质离子带负电,说明 P 型半导体呈负电性。(　　)
2. 锗管比硅管的温度稳定性好。(　　)
3. 空穴载流子是由“复合”过程产生的。(　　)
4. 本征半导体温度升高后,两种载流子浓度仍然相等。(　　)
5. 在任何情况下,三极管都具有电流放大作用。(　　)
6. 双极型晶体管是电流控制器件,单极型三极管是电压控制器件。(　　)
7. 若三极管的 $I_{BS}>I_B$,则晶体管工作在饱和区。(　　)
8. 当三极管的集电极电流大于它的最大允许电流 I_{CM},该管必被击穿。(　　)
9. 双极型三极管和单极型三极管的导电机理相同。(　　)
10. 双极型三极管的集电极和发射极类型相同,因此可以互换使用。(　　)

三、选择题(每小题 2 分,共 20 分)

1. 下列属于单极型半导体器件的是(　　)。

A. 二极管　　B. 双极型三极管　　C. 场效应管　　D. 稳压二极管

2. 半导体二极管当用欧姆表测量其电阻时,应当是(　　)。

A. 正向电阻大,反向电阻小　　B. 正向电阻大,反向电阻大

C. 正向电阻小,反向电阻小　　D. 正向电阻小,反向电阻大

3. 图 1 所示电路中,二极管的工作状态为(　　)。

A. VD_1、VD_2 都导通

B. VD_1、VD_2 都截止

C. VD_1 截止,VD_2 导通

D. VD_2 截止,VD_1 导通

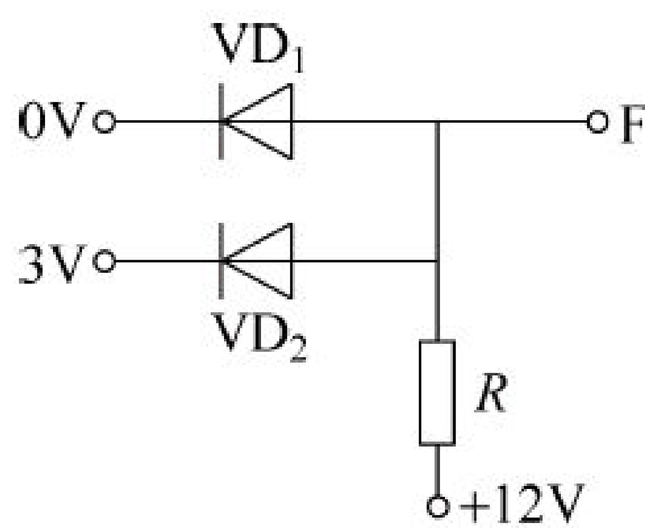


图　1

4. 某汽车照明电路如图2所示,已知每个发光二极管工作电压为3.2V,工作电流为20mA,限流电阻R为(　　)Ω。

A. 110Ω　　B. 220Ω

C. 330Ω　　D. 440Ω

图　2

5. 正弦交流电经过二极管全波整流后的波形为(　　)。

A. 矩形方波　　B. 等腰三角波

C. 正弦半波　　D. 仍为正弦波

6. 图3所示电路中有两个稳压管VS_1、VS_2,其稳压值分别为5.5V和8.5V,正向电压降皆为0.5V,则电路输出电压为(　　)。

A. 14V　　B. 3V　　C. 10V　　D. 6V

7. 图4所示电路中,$U_i=30V$,稳压管的稳压值$U_Z=12V$,则稳压管中的电流I_Z为(　　)。

A. 18mA　　B. 6mA　　C. 12mA　　D. 10mA

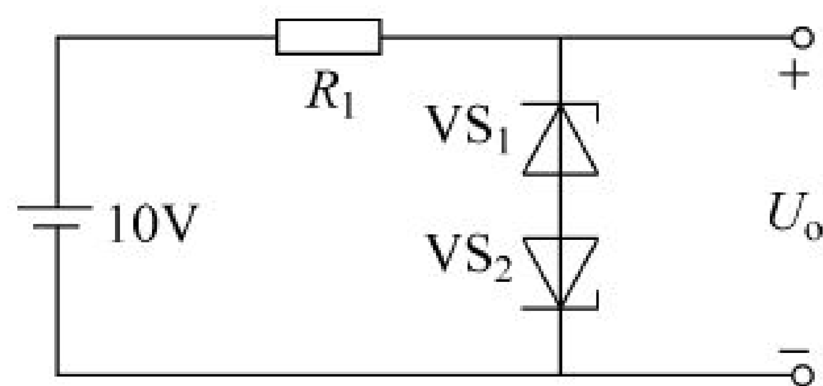


图　3

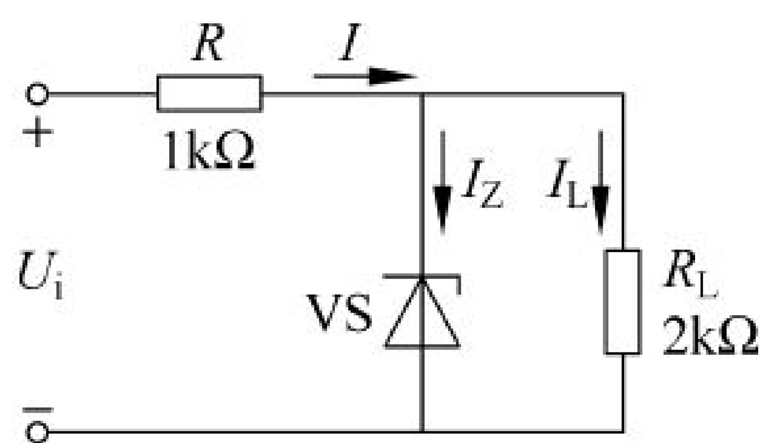


图　4

8. 若使三极管具有电流放大能力,必须满足的外部条件是(　　)。

A. 发射结正偏、集电结正偏　　B. 发射结反偏、集电结反偏

C. 发射结正偏、集电结反偏　　D. 发射结反偏、集电结正偏

9. 测得工作在放大状态三极管各管脚对地的电位为2V、6V、2.7V,则该管各管脚为(　　)。

A. B、C、E　　B. B、E、C　　C. E、B、C　　D. E、C、B

10. 上题中晶体管的类型是(　　)。

A. NPN锗管　　B. PNP锗管　　C. NPN硅管　　D. PNP硅管

四、计算分析题(共20分)

1. 图5所示电路中,已知$E=3V$,$u_i=6\sin\omega t$(V),二极管正向压降和反向电流忽略不计,试画出输出电压u_o的波形。(6分)

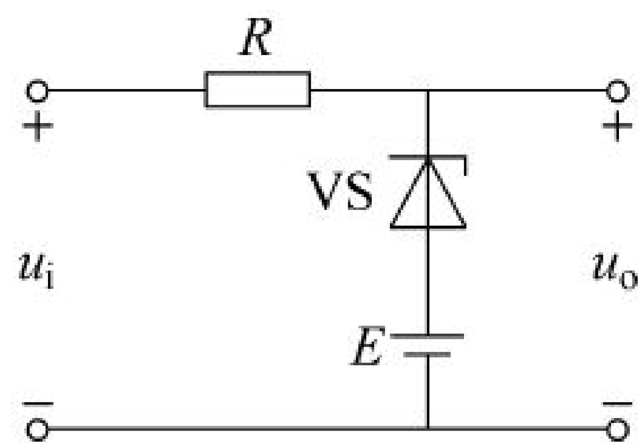


图　5

2. 已知NPN型三极管的输入、输出特性曲线如图6(a)、(b)所示。

(1) 当$U_{CE}=6V$、$U_{BE}=0.7V$时,求I_C;

(2) 当 $I_B=50\mu A$、$U_{CE}=5V$ 时，求 I_C；

(3) 当 $U_{CE}=6V$、U_{BE} 从 0.7V 变到 0.75V 时，求 I_B、I_C 的变化量和 β。(10 分)

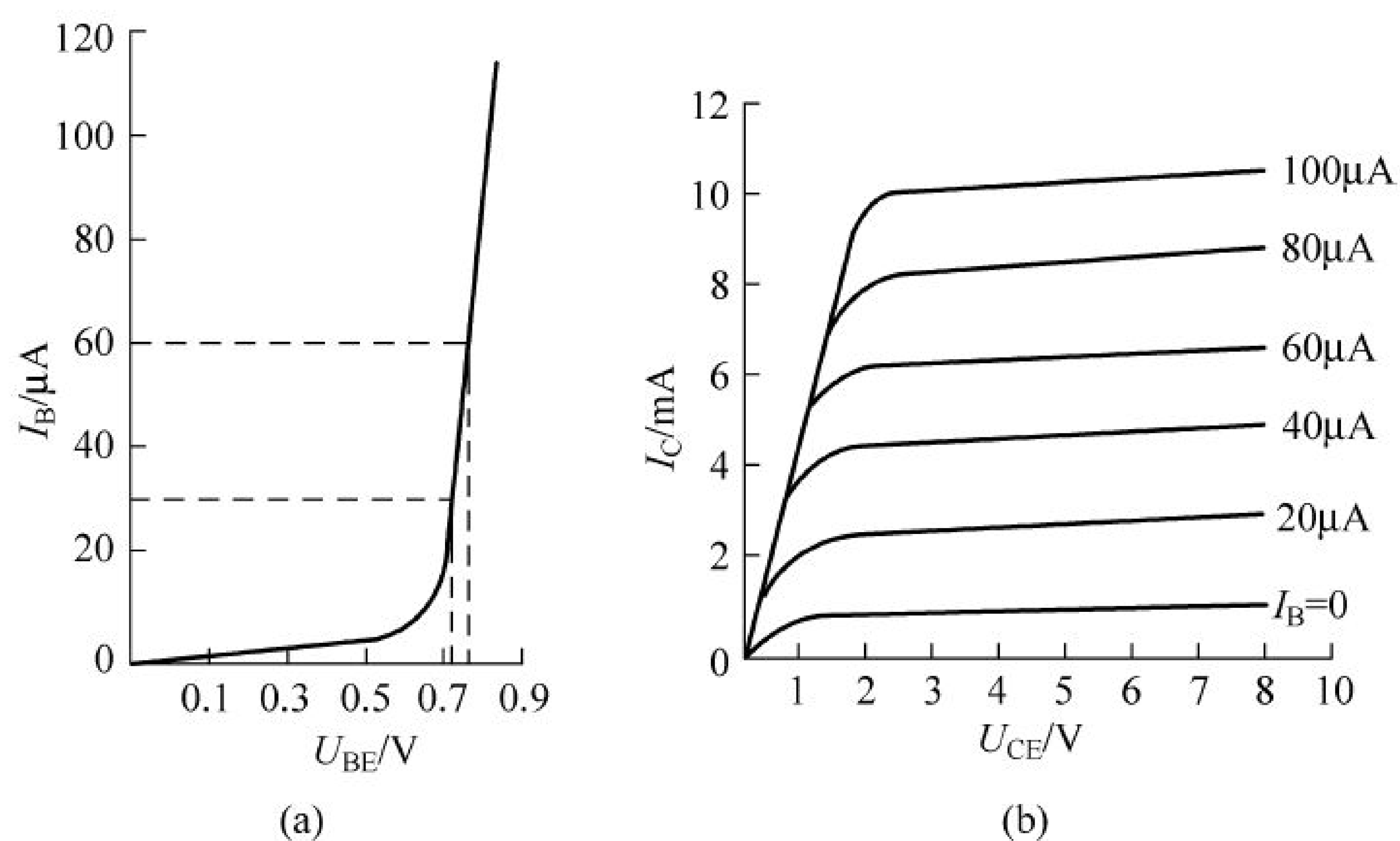


图　6

3. 图 7 所示电路为一从交流电得到直流稳压电源的电路，7812、7912 为三端集成稳压器，求 A 端和 B 端之间的输出电压。(4 分)

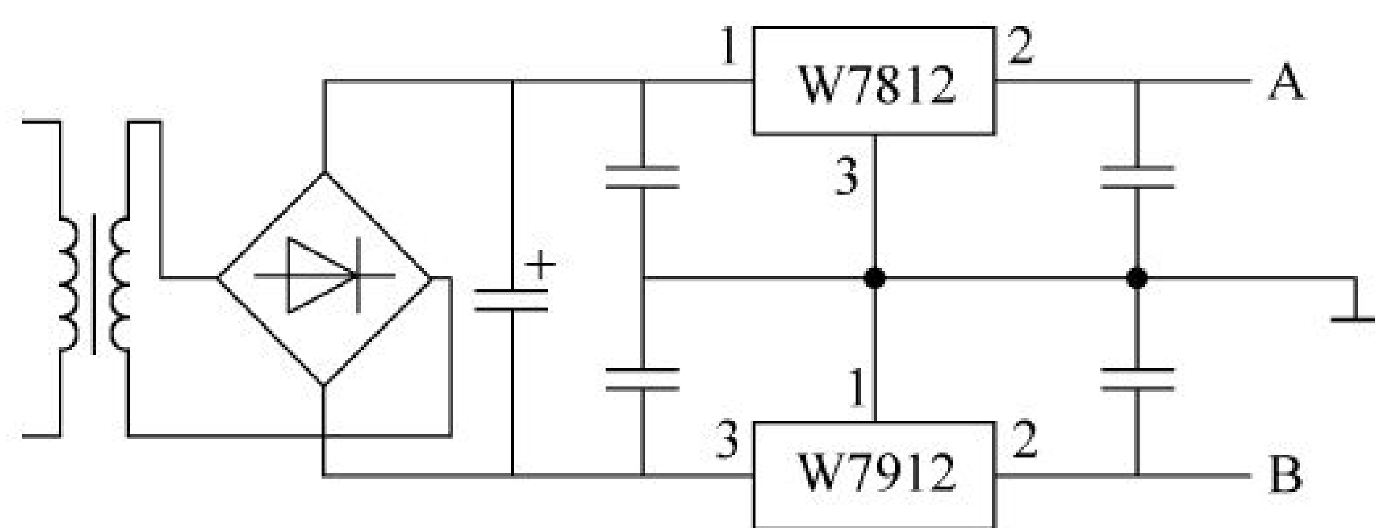


图　7

第6章

基本放大电路

学习要求：通过本章的学习，要求学习者应达到如下目标：

（1）了解放大电路作用，掌握基本单管共射放大电路的组成、各部分作用及工作原理。

（2）掌握共射单管放大电路的静态分析方法，会估算其静态工作点。掌握共射单管放大电路的动态分析方法，理解动态下的输入电阻、输出电阻、电压放大倍数的概念，并会计算其 r_i、r_o 及 A_u。

（3）理解静点的设置与失真的关系，了解影响静态工作点稳定的原因，掌握稳定静点的分压式偏置放大电路的静态分析计算与动态分析计算。

（4）掌握共集电极放大电路的特点与应用场合。了解多级放大、功率放大的基本概念。

6.1 基本交流放大电路的组成

6.1.1 放大电路的基本概念

放大电路又称放大器，它的应用十分广泛，无论日常使用的收音机、扩音机或精密仪器和复杂的自动控制系统，其中都有这样或那样的放大电路。在电子设备中，放大电路的作用是将电信号（电压、电流或功率）不失真地加以放大，以便进行有效的观察、测量和利用。放大作用表面上是将信号的幅度由小增大，但本质是实现能量的控制，这种控制是使直流电源的能量按输入信号的变化规律向外传递。

放大器一般由两部分组成：第一部分为电压放大电路，通常工作在小信号状态下，它的任务是把微弱的信号电压加以放大；第二部分为功率放大电路，它输出足够大的功率去推动执行元器件。

按放大目的的不同，放大器又可以分为交流放大器、直流放大器、脉冲放大器等。

6.1.2 基本交流放大电路的组成

在图6.1(a)所示的基本交流放大电路中，E_C 在电路中一方面为放大电路的输出信号提供能量，另一方面保证集电结处于反向偏置，以便晶体管起到放大作用。E_C 一般为几伏到几十伏。E_B 的作用是使三极管的发射结正偏，向三极管提供基极电流。如果把 E_B 用 E_C

通过电阻的降压来代替,并采用单电源和点电位的画法就成了图 6.1(b)所示的基本放大电路。

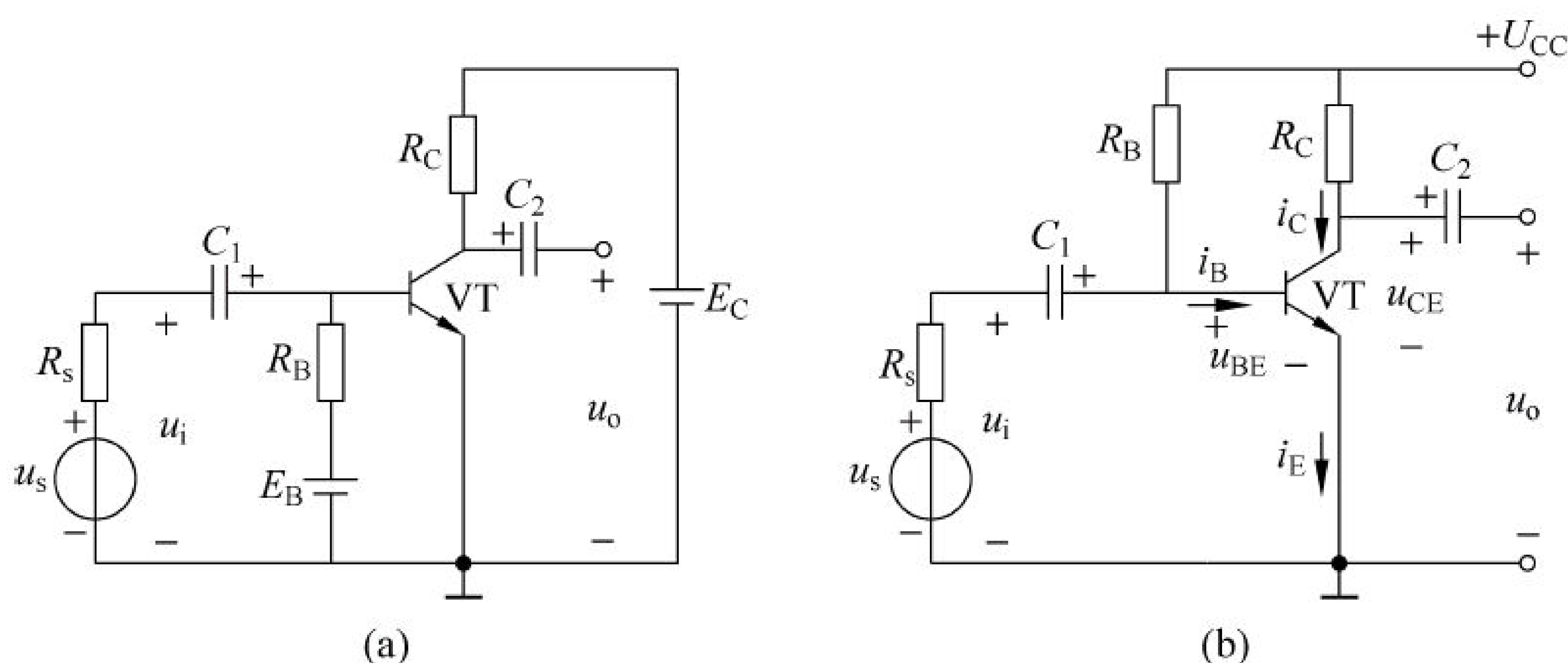


图 6.1　共射交流放大电路

u_i 为输入交流信号,u_o 为输出交流信号,u_i、C_1、三极管的基极 B 和发射极 E 组成输入回路;u_o、C_2、三极管的集电极 C 和发射极 E 组成输出回路。因为发射极是输出回路和输入回路的公共端,所以称这种电路为共射极电路。

晶体管是放大电路的核心,它具有能量控制和放大作用。不同的三极管具有不同的放大性能。

基极电阻 R_B 又称偏置电阻,U_{CC}通过 R_B 向三极管提供基极电流,通过调整 R_B 可以使三极管基极获得一个合适的电流 I_B。R_B 的值一般为几十千欧到几百千欧。

集电极负载电阻简称集电极电阻 R_C,它将集电极电流的变化转化为电压的变化,以实现电压放大。R_C 的阻值一般为几千欧到几十千欧。

电容 C_1 和 C_2 又称耦合电容。它们在电路中有两个作用:一方面起到隔直作用,C_1 和 C_2 对直流量相当于开路,使放大器的直流工作状态不受信号源和负载影响;另一方面又起到交流耦合作用,保证交流信号畅通无阻地经过放大电路,沟通信号源、放大电路和负载三者之间的交流通路,C_1 和 C_2 一般取值为几十微法到几百微法,因此需要采用有极性的电解电容。

通过以上分析可见,放大电路需具备以下两点:一是要有极性联接正确的直流电源及合理的元器件参数,以保证三极管工作在放大区域。二是有信号的输入和输出回路,也就是输入信号能从放大电路的输入端加到三极管上,经放大后又能传递给放大电路的下一级或负载。

6.2　放大电路的图解法

6.2.1　放大电路的静态分析

放大电路在交流输入信号 $u_i=0$ 时的工作状态,称为静态。这时电路的电流和电压都是直流,其值称为静态值,由电路中的 I_B、I_C 和 U_{CE}这一组数据来表示。这组数据是晶体管

输入、输出特性曲线上的某个工作点,习惯上叫它静态工作点,用 Q 表示。放大电路要正常工作必须具备合适的静态工作点。

1. 用估算法求放大电路的静态工作点

静态值既然是直流,故可用交流放大电路的直流通路来分析计算。直流通路就是只考虑直流电源 U_{CC} 单独作用时的放大电路。在图6.1(a)所示的共射极放大电路中,耦合电容 C_1 和 C_2 因有隔直作用,作直流通路时可视为开路。图6.2就是图6.1所示的放大电路的直流通路。

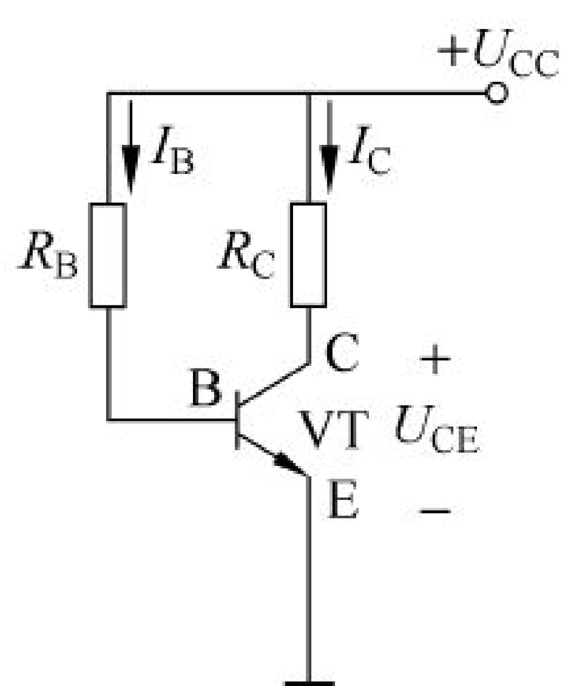


图6.2 直流通路

在图6.2中,依KVL定律,可得出静态时的基极电流

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} \approx \frac{U_{CC}}{R_B} \tag{6.1}$$

式(6.1)忽略了 U_{BE},因为一般情况下,$U_{CC} \gg U_{BE}$。根据晶体管的电流放大原理,可得出静态时的集电极电流

$$I_C = \overline{\beta} I_B + I_{CEO} \approx \overline{\beta} I_B \approx \beta I_B \tag{6.2}$$

由KVL可得出静态时集-射极电压

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C \tag{6.3}$$

由式(6.1)~式(6.3)所得的 I_B、I_C 及 U_{CE} 就是交流放大电路的静态工作点 Q。

2. 用图解法求静态工作点

静态值可以通过放大电路的直流通路估算,也可以用图解法确定。估算法的优点是简单,图解法的优点是能直观地分析和了解静态值的变化对放大电路工作的影响。

晶体管的输出特性曲线,即集电极电流 I_C 与集-射极电压 U_{CE} 的关系,如图6.3所示。在图6.2中的输出直流通路中,晶体管与集电极负载电阻 R_C 串联后接电源 U_{CC},于是可以列出:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C$$

它就是电路线性部分的外特性。上式也可以写成

$$I_C = -\frac{U_{CE}}{R_C} + \frac{U_{CC}}{R_C}$$

这是一个直线方程,其斜率为 $\tan\alpha = -\frac{1}{R_C}$,在横轴上的截距为 U_{CC},在纵轴上的截距为 $\frac{U_{CC}}{R_C}$。

这条直线很容易在图6.3上作出。因为它是由直流通路得出的,且与集电极负载电阻 R_C 有关,故称为直流负载线。负载线与晶体管的某条输出特性曲线(由估算法中求出的 I_B 确定)的交点 Q,称为放大电路的静态工作点,由它确定放大电路的电压和电流的静态值。

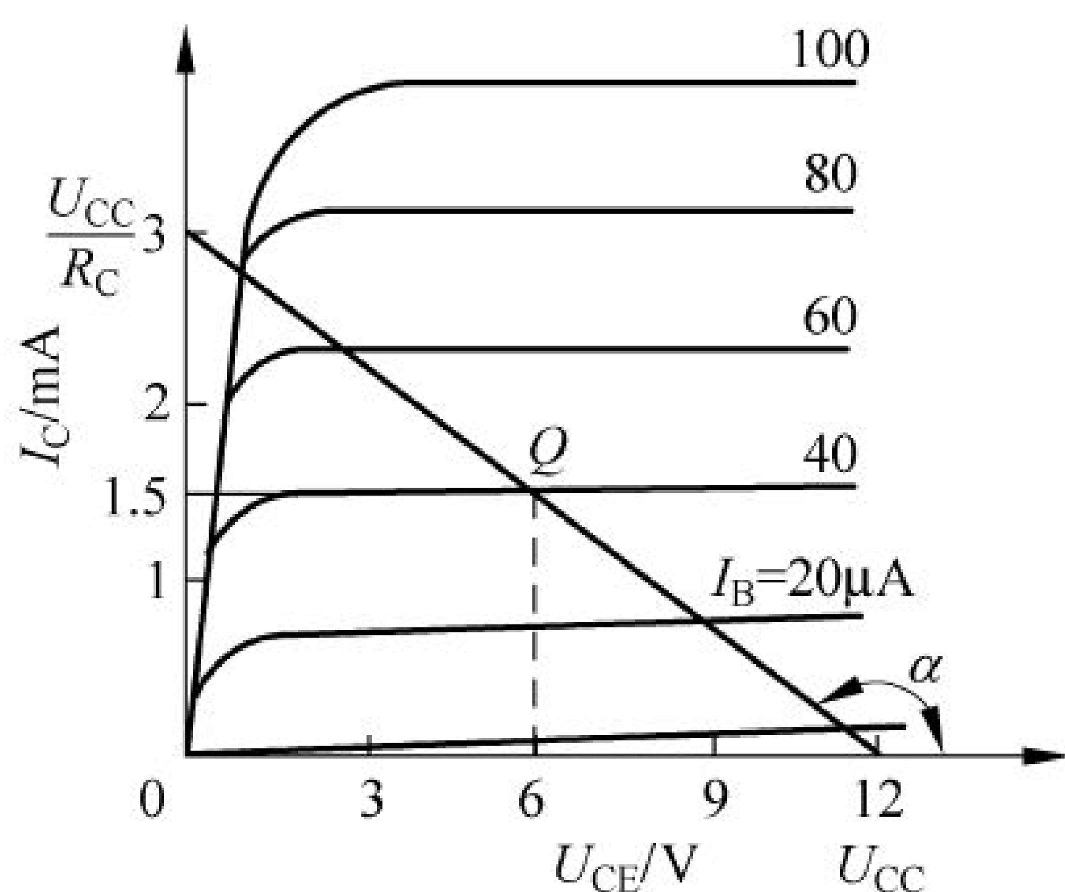


图6.3 图解法确定静态工作点

由图6.3可见,基极电流 I_B 的大小不同,静态工作点在负载线上的位置也就不同。根据对晶体管工作状态的要求不同,要有一个合适的工作点,这可以通过改变 I_B 的大小来获得。因此,I_B 很重要,它决

定了晶体管的工作状态，通常称它为偏置电流，简称偏流。产生偏流的电路称为偏置电路。在图 6.2 中，其路径为 U_{CC}—R_B—发射结—“地”，R_B 就是偏置电阻。由 $U_{CE}=U_{CC}-I_CR_C$ 可知，改变 U_{CC} 及 R_C 都可以改变静态工作点，但通常是用改变 R_B 的阻值来调整偏流 I_B 的大小，即调整静态工作点的位置。

6.2.2 用图解法对放大电路进行动态分析

所谓动态，就是放大电路有交流输入时的状态。在动态时，放大电路在输入电压 u_i 和直流电源 U_{CC} 共同作用下工作。这时电路中既有直流分量，又有交流分量，形成了交、直流共存于同一电路之中的情况，各极的电流和各极间的电压都在静态值的基础上叠加一个随输入信号变化的交流分量。

一般用放大电路的交流通路（交流电流流通的路径）来分析放大电路中各个交流量的变化规律及动态性能。由放大电路画其交流通路的原则是：

（1）由于在交流通路中只考虑交流电压的作用，直流电源 U_{CC} 的内阻很小，将它作短路处理。

（2）由于电容 C_1 和 C_2 足够大，对交流量可视为短路。

据此，可画出图 6.4 所示共射极放大电路的交流通路，如图 6.5 所示。注意，交流通路中的电流、电压都是交流量。

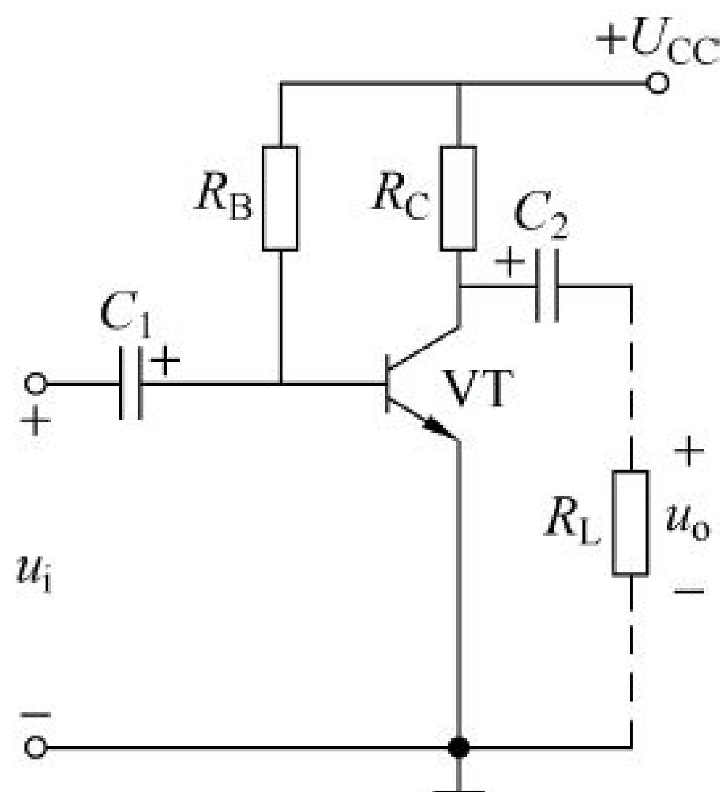


图 6.4 共射极交流放大电路

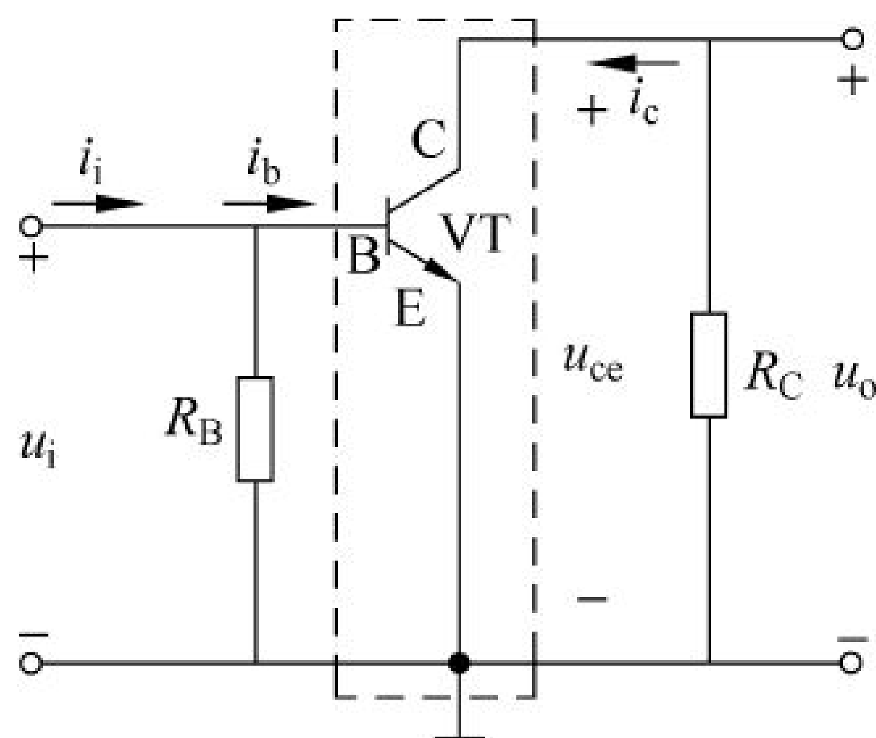


图 6.5 交流通路

在图 6.4 的放大电路中，输入电压为 u_i，输出电压为 u_o，下面分别对输出端开路和输出端接有负载两种情况进行讨论。

1. 输出端开路（$R_L=\infty$）

分析步骤如图 6.6 所示。

（1）确定静态工作点，并作出直流负载线。

（2）从输入特性曲线分析 u_{BE} 和 i_B 的变化情况。设输入信号为正弦电压

$$u_i=u_{be}=U_m\sin\omega t\,(\mathrm{V})$$

则在三极管的基极、发射极之间的电压为

$$u_{BE}=U_{BE}+u_i$$

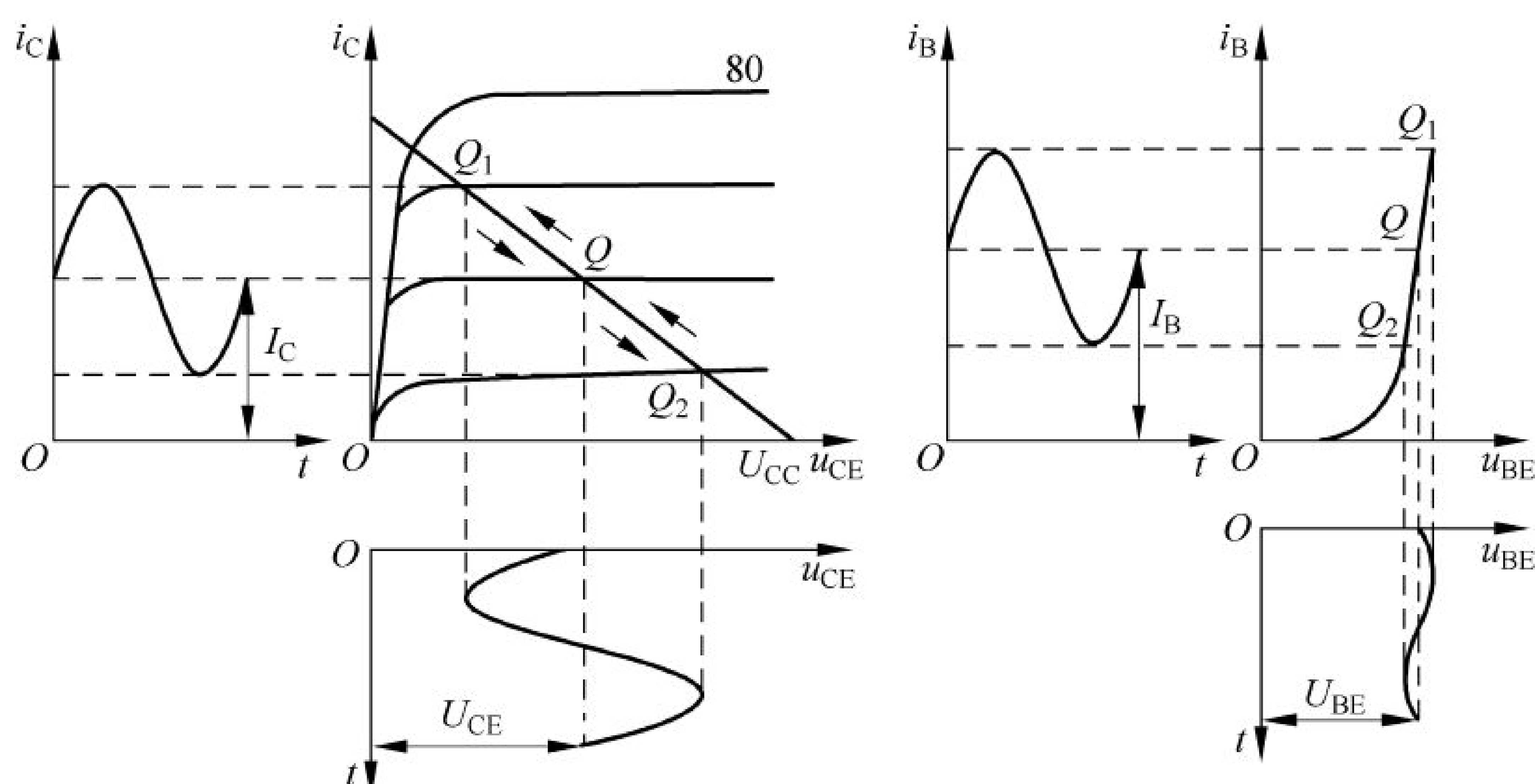


图 6.6 交流放大电路有输入信号的图解分析

根据 u_{be} 的波形,可由晶体管的输入特性曲线画出 i_B 的波形。由图 6.6 可知,当输入信号 u_i 按正弦规律变化时,如果晶体管在它的输入特性的直线段工作,u_i 的幅值足够小,则基极电流 i_B 在 I_B 的基础上也按正弦规律变化,即

$$i_B = I_B + i_b = I_B + I_{bm}\sin\omega t$$

(3) 从输出特性曲线分析 i_C 和 u_{CE} 的变化情况,晶体管的输出特性曲线表示了在一定基极电流 I_B 下,集电极电流 I_C 和集-射极电压 U_{CE} 之间的关系。故根据 i_B 的变化规律,从负载线的 Q_1Q_2 段便可以画出 i_C 和 u_{CE} 的波形,如图 6.6 所示。由图可见,如果晶体管的工作段 Q_1Q_2 是线性的,那么 i_C 和 u_{CE} 都可以看作是由它们的静态值和一个正弦交流分量叠加而得的,即

$$i_C = I_C + i_c = I_C + I_{cm}\sin\omega t$$

$$u_{CE} = U_{CE} + u_{ce} = U_{CE} + U_{cem}\sin(\omega t - \pi)$$

由于电容 C_2 的隔直作用,u_{CE} 的直流分量 U_{CE} 不能到达输出端,只有交流分量 u_{ce} 能通过 C_2 构成输出电压 u_o。

从图解分析,可以得出如下几点:

(1) 当放大电路有交流信号输入时,u_{BE}、i_B、i_C 和 u_{CE} 都含有两个分量。一个是直流分量 U_{BE}、I_B、I_C 和 U_{CE};还有一个是交流分量 $u_{be}(=u_i)$、i_b、i_c 和 u_{ce},其中 i_b、i_c 和 u_{ce} 是由输入电压 u_i 引起的。

根据图 6.6 可以整理得到加上正弦波输入电压 u_i 时,放大电路中相应的 u_{BE}、i_B、i_C、u_{CE} 及 u_o 的波形,如图 6.7 所示,图中的变化部分即为交流分量,而坐标原点至虚线的高度为相应的电压、电流的静态值。

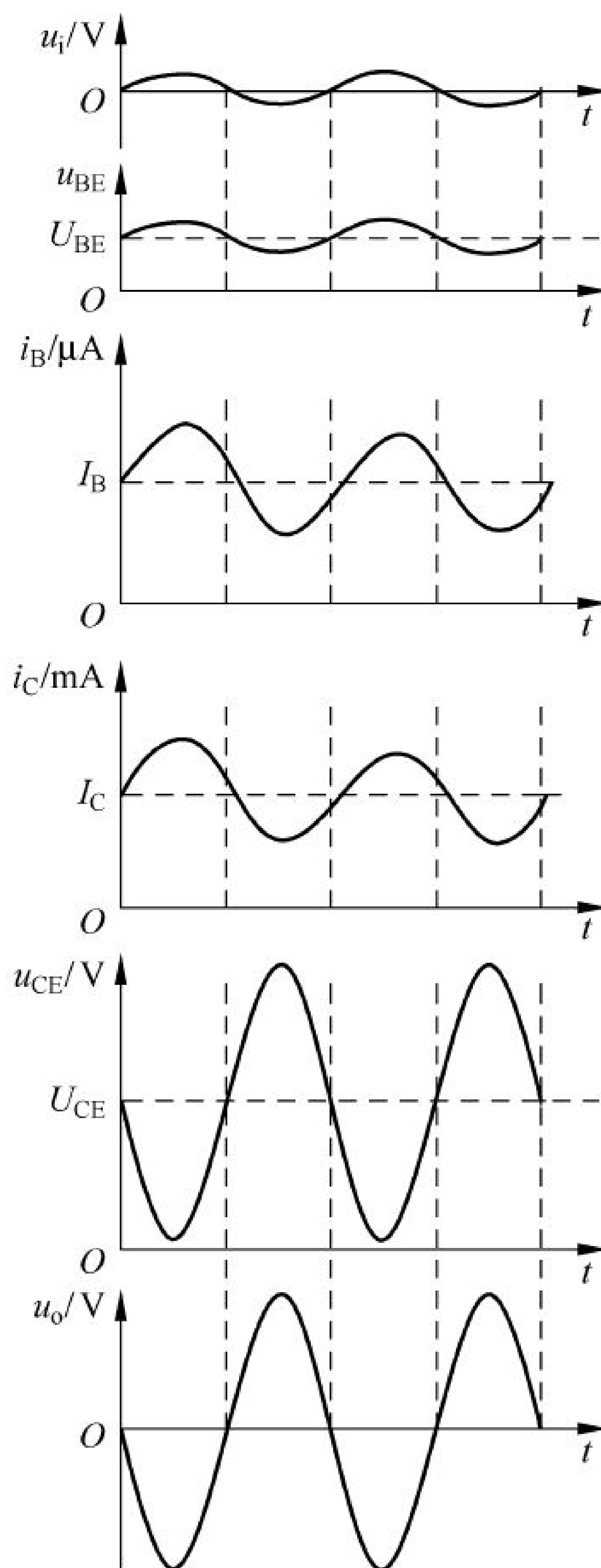


图 6.7 单管共射极放大电路的电压电流波形

(2) 当输入信号 u_i 是正弦波时,电路中各交流分量都是与输入信号 u_i 同频率的正弦波,其中 u_{be}、i_b、i_c 与 u_i

同相，而 u_{ce}、u_o 与 u_i 反相。输出电压与输入电压相位相反，这种现象称"倒相"，是共射极放大电路的一个重要特性。

(3) 输出电压 u_o 和输入电压 u_i 不但是同频率的正弦波，而且 u_o 的幅度比 u_i 的幅度大得多，这说明，u_i 经过电路被线性放大了。还可以看出，只有输出信号的交流分量才是反映输入信号变化的。所以我们说的放大作用，只能是输出的交流分量和输入信号的关系，而绝对不能把直流分量也包含在内，故电压放大倍数为

$$A_u = \frac{U_{om}}{U_{im}}$$

(4) 用图解法可以直观、全面地了解放大电路的工作过程，既可用于静态分析，又可用于动态分析，尤其适合于分析大信号的工作情况。在实际电路的调试中，通常用来检查静态工作点是否合适，估算输出信号的动态范围等。但图解法的分析结果误差较大。

2. 输出端接有负载($R_L \neq 0$)

为了简化分析，上面讨论的是输出端开路的情况。实际上放大电路的输出端都接有负载，如继电器、扬声器、显像管、测量仪表或下一级放大电路等。这些负载，一般都可以用一个等效电阻 R_L 来代表，其并联等效负载电阻为

$$R'_L = R_C \parallel R_L = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

可见放大电路接有负载时，其集电极负载电阻不是 R_C，而是 R'_L。由于 C_2 的隔直作用，接入 R_L 对放大电路的静态(直流工作状态)并无影响，但对交流，则应以 R'_L 代替 R_C，并作出与 R'_L 阻值相应的交流负载线。

交流负载线是通过静态工作点 Q，比直流负载线陡一些的一条直线，当输出端开路时的交流负载线与直流负载线重合(见图 6.6)，因此，可用直流负载线定性地讨论动态问题。

6.2.3　非线性失真

失真是指放大后的输出波形失去了输入波形的形状。引起失真的原因有很多。放大电路在工作时进入特性曲线的饱和区或截止区所引起的失真，称为非线性失真。造成非线性失真的主要原因是工作点设置不当或信号幅度过大。从图解法中可以进一步理解这个问题。

1. 截止失真

如图 6.8(a)所示，静态工作点 Q_1 位置太低，当有正弦信号 u_i 输入时，信号的负半周已进入输入特性的非线性区，i_b、i_c 波形的负半周被截去，u_{ce}($u_{ce}=u_o$)为正半周被截去。这种失真是由于管子在动态工作时一度进入截止区造成的，因此这种失真叫做截止失真。为了避免这种失真，应设法提高静态工作点，即减小 R_B，使 I_B、I_C 增加，U_{CE}减小。

2. 饱和失真

如图 6.8(b)所示，静态工作点 Q_2 位置太高。当有正弦信号 u_i 输入时，i_b 不失真，但在

输入信号的正半周，由于管子已饱和，i_c 不能再增加，因而 i_c 正半周被截去，对应的 u_{ce} 负半周被截去。这种失真是由于管子在动态工作时进入了饱和区造成的，因此把它叫做饱和失真。为了避免这种失真，应设法降低工作点，即增加 R_B，使 I_B、I_C 减小，U_{CE} 增加。

总之，设置合适的工作点，可避免放大电路产生非线性失真。一般可选在交流负载线的中点。必须看到，即使 Q 点设置合适，若输入信号过大，将有可能既发生饱和失真又发生截止失真。当然在小信号放大电路中，一般不会出现这种情况。

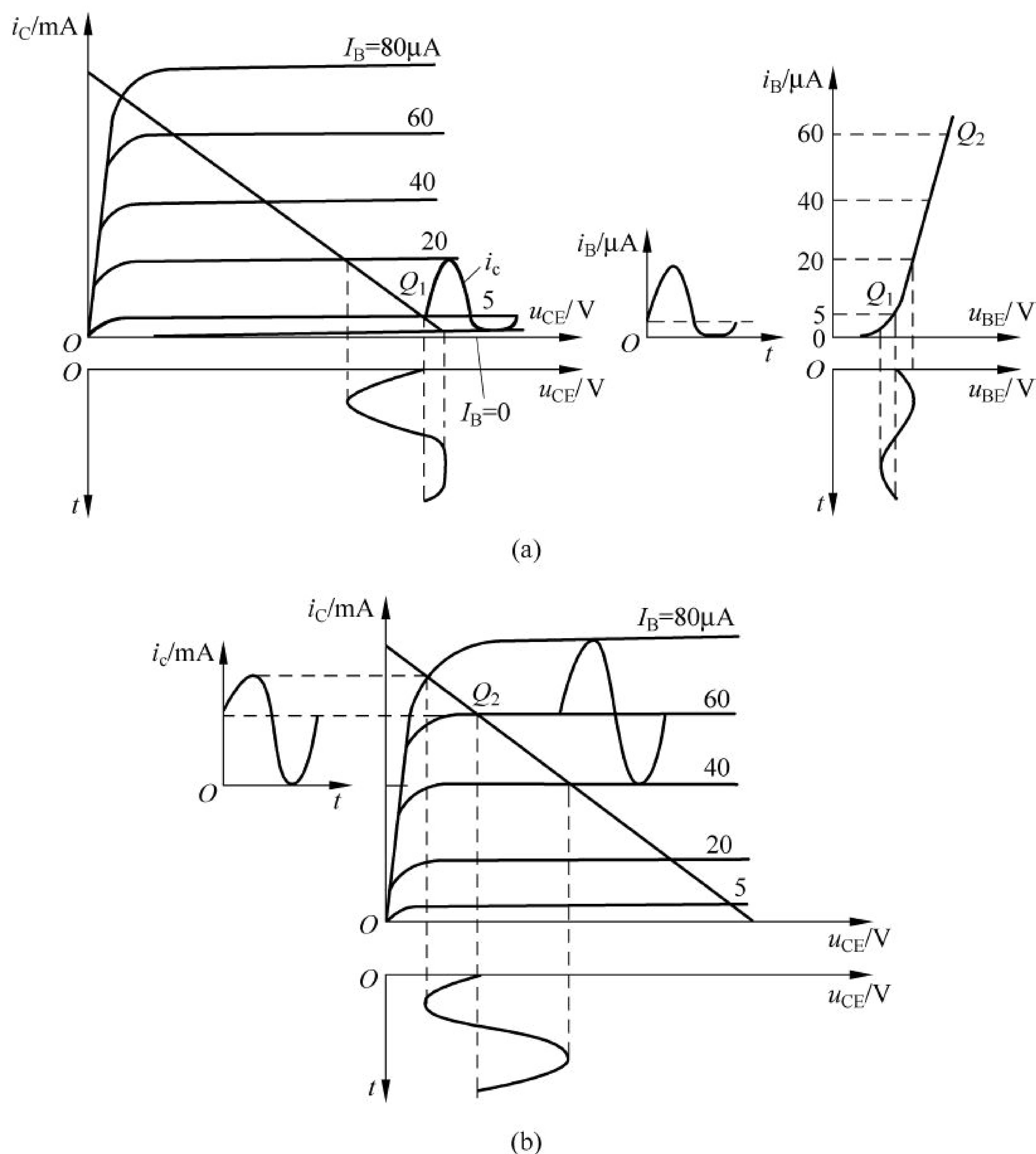


图 6.8　工作点不合适引起输出电压波形失真

(a) 截止失真；(b) 饱和失真

6.3　静态工作点的稳定

前面说过，合理设置静态工作点是保证放大电路正常工作的先决条件。但是晶体管放大电路的静态工作点常常因外界条件的变化而发生变动。因此，还必须采取措施保证工作点的稳定。本节要研究和解决有关静态工作点稳定的问题，首先分析放大电路工作点变动的原因和影响，然后介绍一种实用的工作点稳定放大电路。

6.3.1　温度对静态工作点的影响

对于图 6.4 所示的放大电路，其静态工作点决定于偏置电流 I_B 的大小，就是说，当 R_B 一经选定后，I_B 也就固定不变了，故这种放大电路称为固定式偏置放大电路。

固定式偏置放大电路虽然具有元件少、电路简单的优点，但有一个很大的缺点，这就是它的静态工作点不稳定。不论是环境温度、电路元器件参数和电源电压的变化，还是换管子时参数不一致都会引起静态工作点变动。在影响静态工作点稳定的诸多因素中，温度变化带来的影响是比较突出的。

当温度升高时，I_{CEO}、β 增加，U_{BE}下降，它们最终体现在 I_C 的增加上。由图 6.3 可知，$U_{CE}=U_{CC}-I_CR_C$，当 I_C 增加时，U_{CE}减少，结果导致静态工作点偏离原来的位置，甚至移到不合适的饱和区，使放大器不能正常工作，见图 6.9 中的 Q'点。因此，设置合适的静态工作点的同时，还应设法使静态工作点得到稳定。

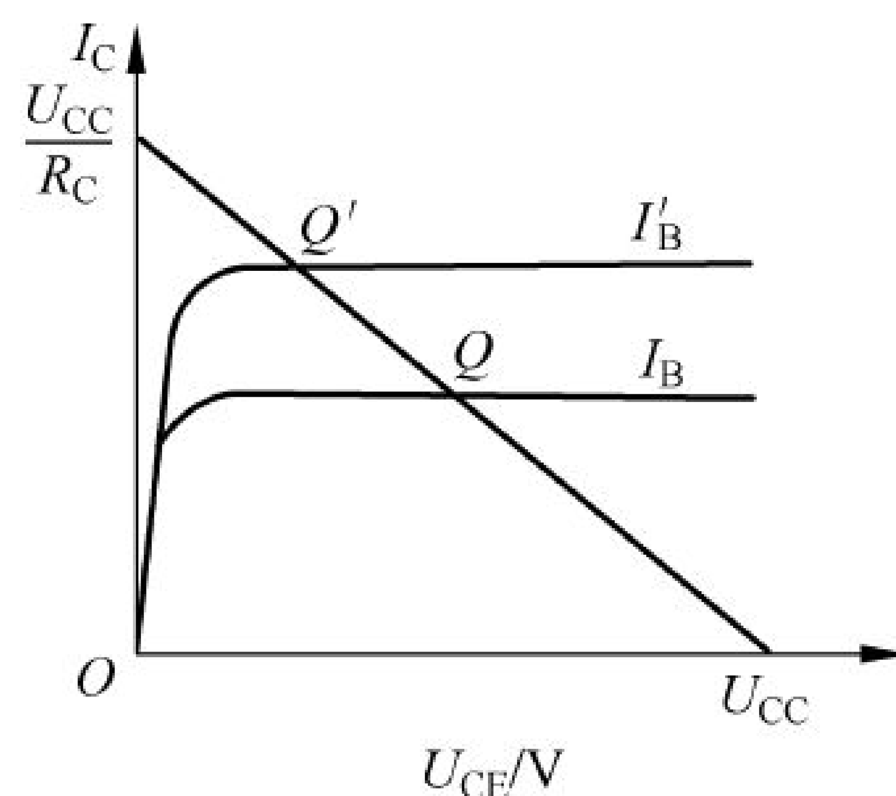


图 6.9　温度对静态工作的影响

6.3.2　分压式偏置电路

图 6.10 所示的放大电路为分压式偏置放大电路，其中 R_{B1}、R_{B2} 构成偏置电路。下面首先分析它稳定静态工作点的原理。

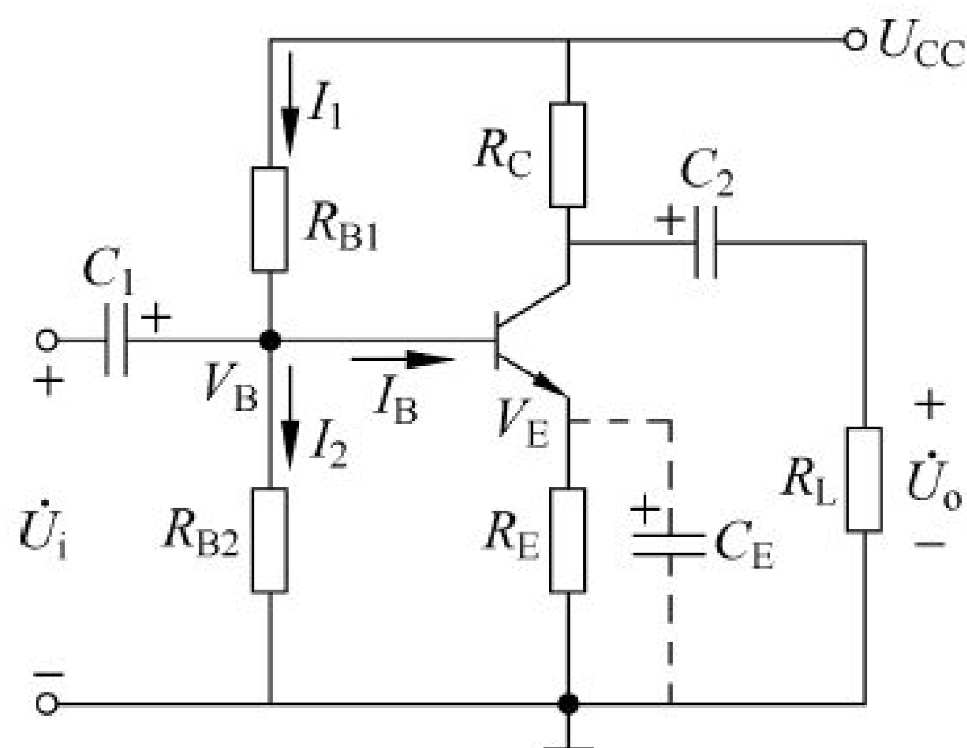


图 6.10　分压式偏置放大电路

静态时，由图 6.10 可以列出

$$I_1 = I_2 + I_B$$

若使

$$I_1 \gg I_B$$

则

$$I_1 \approx I_2 \approx \frac{U_{CC}}{R_{B1}+R_{B2}}$$

基极电位

$$U_B \approx I_2R_{B2} \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}U_{CC} \tag{6.4}$$

可认为 U_B 与晶体管的参数无关，不受温度影响，而仅为 R_{B1} 和 R_{B2} 的分压电路所固定。

若使

$$U_B \gg U_{BE}$$

则

$$I_C \approx I_E = \frac{U_B - U_{BE}}{R_E} \approx \frac{U_B}{R_E} \tag{6.5}$$

可认为 I_C 也与管子参数无关，不仅不受温度的影响，而且在换用不同 β 值的晶体管时，工作点也可以保持不变。这对电子设备的批量生产和维修是很有利的。

因此，只要满足式 $I_1 \gg I_B$ 和式 $U_B \gg U_{BE}$ 两个条件，U_B 和 I_E 或 I_C 就与晶体管的参数（I_{CEO}、β、U_{BE}）几乎无关，不受温度变化的影响，从而静态工作点得以基本稳定。

分压式偏置电路能稳定静态工作点的物理过程可表示如下:

$$\text{温度升高} \rightarrow I_C \uparrow \rightarrow U_E \uparrow (\approx I_C R_E) \rightarrow U_{BE} \downarrow$$
$$I_C \downarrow \leftarrow I_B \downarrow \leftarrow$$

即当温度升高使 I_C 和 I_E 增大时,$U_E = I_C R_E$ 也增大。由于 U_B 为 R_{B1} 和 R_{B2} 的分压电路所固定,U_{BE} 减小,从而引起 I_B 减小,使 I_C 自动下降,静态工作点大致恢复到原来的位置。

发射极电阻 R_E 接入后,一方面发射极电流的直流分量 I_E 通过它,起自动稳定静态工作点的作用,但另一方面发射极电流的交流分量 i_e 通过它也会产生交流压降使 u_{be} 减小,i_b、i_c 和 u_{ce} 均减小。由于 u_i 没变,这样就会降低放大电路的电压放大倍数。为此,可在 R_E 两端并联电容 C_E(如图 6.10 中虚线所示)。只要 C_E 的容量足够大,对交流信号的容抗就很小,对交流可视作短路,而对直流分量并无影响,故 C_E 称为发射极交流旁路电容,其容量一般为几十微法到几百微法。

为了达到稳定静态工作点的目的,在设计电路时必须满足 $I_1 \gg I_B$,$U_B \gg U_{BE}$ 这两个条件。但 I_1 和 U_B 也不能取得太大,因 I_1 太大时,电阻 R_{B1}、R_{B2} 的值必然会减小,这会增加电路的功率损耗并使输入电阻(见 6.4 节)减小;U_B 取得过大时,U_E 也大,在电源电压 U_{CC} 一定的情况下,管压降 U_{CE} 会变小,使放大电路的动态范围变小,输出信号的幅度下降。

6.4 微变等效电路法

微变等效电路法同图解法一样,是分析交流放大电路的一种方法,不同于图解法的是它仅用于对放大电路进行动态分析,不能计算直流静态工作点。

微变等效电路的实质是将由非线性器件三极管组成的交流放大电路等效成一个线性器件进行分析。"等效"是指要保证电压、电流关系不变,"微变"是指输入信号的幅值要足够小,即要使晶体管始终工作在特性曲线的线性区,就可以用线性电路来代替非线性电路。

6.4.1 晶体管的微变等效电路

放大电路的微变等效电路,其核心是晶体管的微变等效电路。下面从共射极接法时晶体管的输入、输出特性入手,引出晶体管的微变等效电路。

1. 输入回路的微变等效电路

图 6.11(a)所示是晶体管的输入特性曲线。在小信号输入作用下(见图中 ΔU_{BE}),引起了 ΔI_B,由于 ΔU_{BE} 和相应的 ΔI_B 为微变量,则可认为在静态工作点 Q 邻近的工作范围内的曲线为直线段(见图中 AB 段)。因此,U_{CE} 为常数时,ΔI_B 作线性变化。用 r_{be} 作为两者的比值,它就是晶体管的输入电阻,即

$$r_{be} = \left.\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}\right|_{U_{CE}=\text{常数}} = \left.\frac{u_{be}}{i_b}\right|_{U_{CE}=\text{常数}}$$

上式表示共射极接法的晶体管(见图 6.12(a))的输入回路可用管子的输入电阻 r_{be} 来等效代

替。其输入回路的等效电路如图 6.12(b)左半部所示。

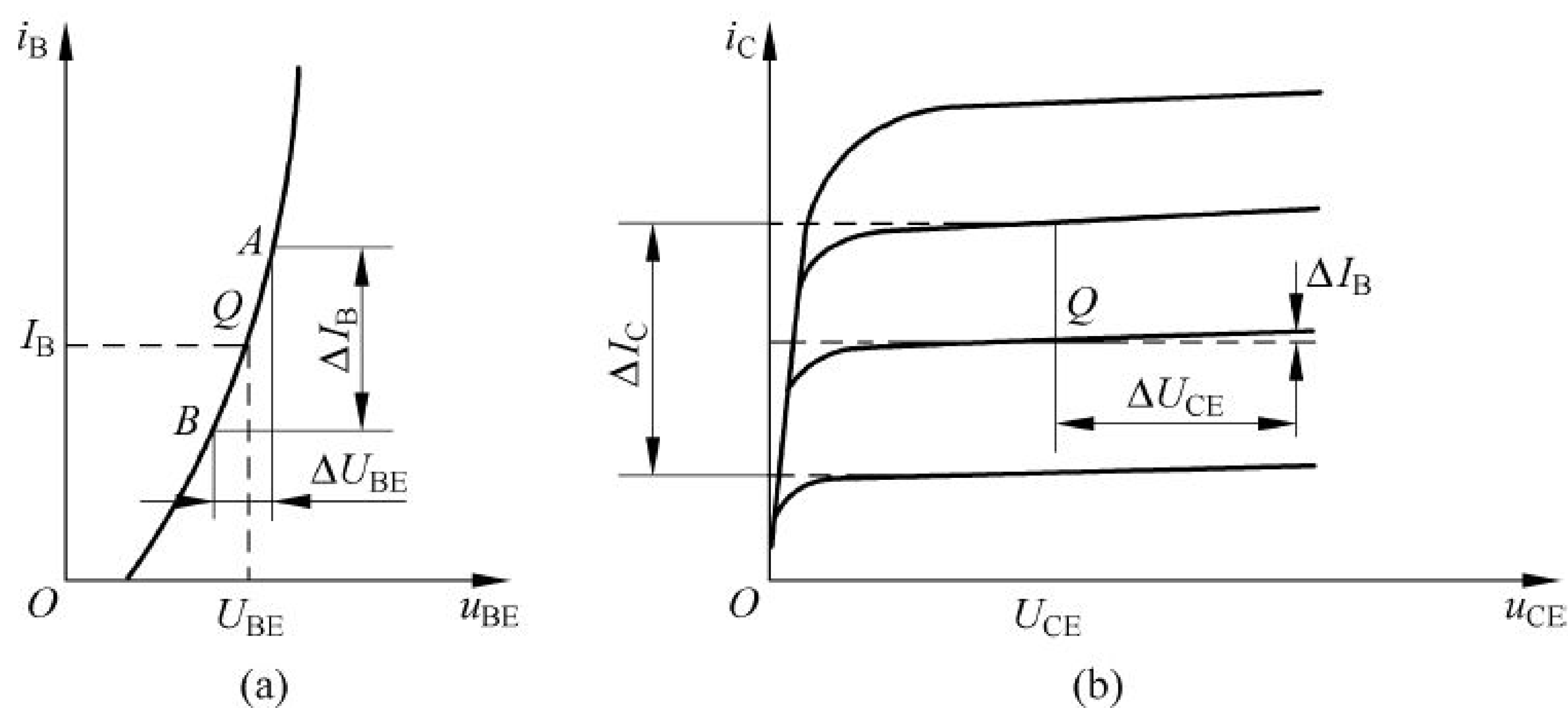


图 6.11　晶体管的输入、输出特性曲线

(a) 输入特性曲线；(b) 输出特性曲线

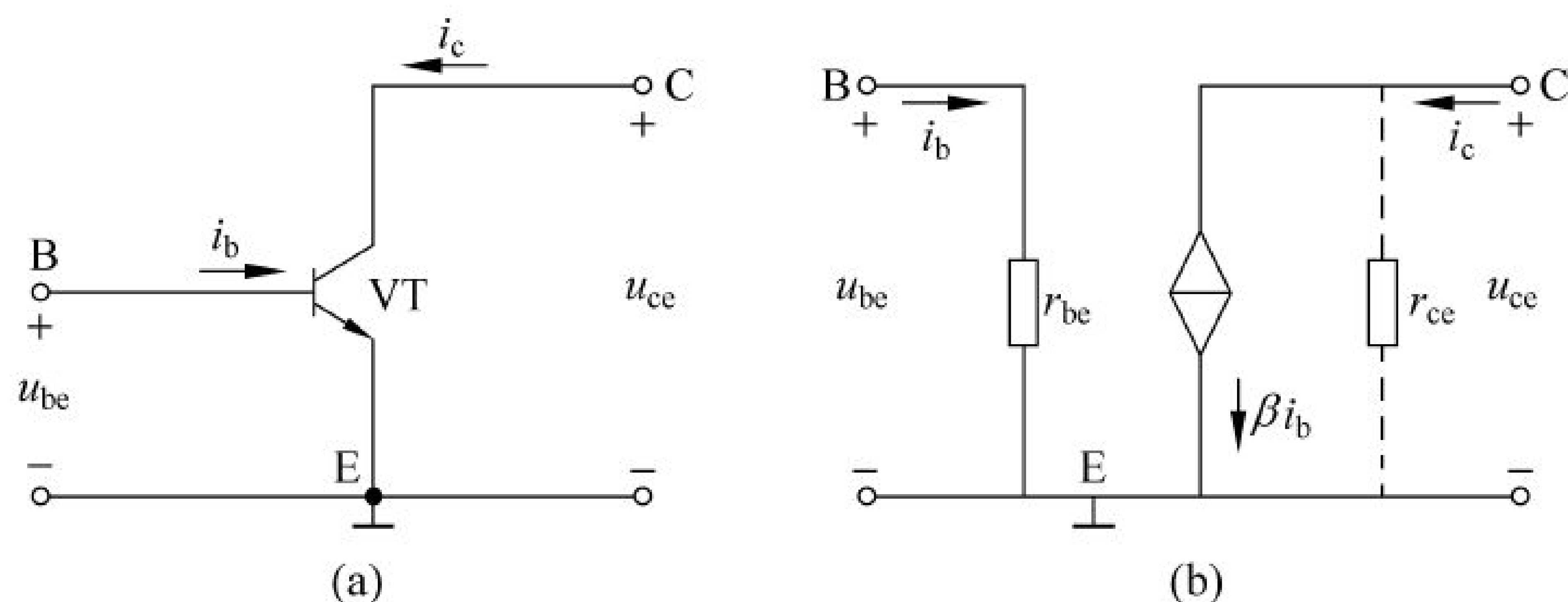


图 6.12　晶体管的微变等效电路

工作中 r_{be} 可用下式估算：

$$r_{be} = 200\Omega + (1+\beta)\frac{26\text{mV}}{I_E} \tag{6.6}$$

式中，I_E 是发射极静态电流，$I_E=(1+\beta)I_B$，单位为 mA。因此，r_{be} 的大小与静态工作点有关。选择不同的静态工作点，晶体管的输入电阻就要相应改变。

r_{be} 是对交流而言的动态电阻，在晶体管手册中可查到共射极接法时晶体管的输入电阻值，手册中用 h_{ie} 表示。

低频小信号工作时晶体管的 r_{be} 一般为几百欧到几千欧。

2. 输出回路的微变等效电路

图 6.11(b)所示是晶体管的输出特性曲线簇。在放大区是一组近似等距的水平线，它反映了集电极电流只受基极电流的控制而与管子两端电压 U_{CE} 无关，即

$$\beta = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\right|_{U_{CE}=\text{常数}} = \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{U_{CE}=\text{常数}}$$

也就是 $i_c=\beta i_b$，因而晶体管输出回路可以等效为一个受控的恒流源，如图 6.12(b)右半部分所示。

实际晶体管的输出特性并非与横轴绝对平行，在 i_b 一定时，随着 u_{ce} 增加，i_c 稍有增加，

且在放大区 ΔI_C 和 ΔU_{CE} 也是按线性规律变化的,即 ΔI_C 和 ΔU_{CE} 成正比,其比例常数可用 r_{ce} 表示,即

$$r_{ce}=\left.\frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}\right|_{I_B=\text{常数}}=\left.\frac{u_{ce}}{i_c}\right|_{I_B=\text{常数}}$$

r_{ce} 和受控恒流源 βi_b 并联。同样,r_{ce} 是对交流而言的动态电阻。由图 6.11(b)可见,在 ΔU_{CE} 变化较大时,ΔI_C 变化很小,说明动态电阻 r_{ce} 很大,一般为几十千欧到几百千欧。由于 r_{ce} 很大,在后面的微变等效电路中可视为开路,不予考虑。图 6.12(b)就是简化了的晶体管微变等效电路(除去图中 r_{ce} 虚线支路)。

β 在手册中用 h_{fe} 表示。

6.4.2 放大电路的微变等效电路

画放大电路的微变等效电路的步骤如下:

(1) 画出晶体管的微变等效电路,标定基极 B、集电极 C、发射极 E 和公共地的位置。

(2) 将直流电源 U_{CC} 及所有的电容短路(将放大电路转换成交流通路),再将其他元件对号入座。

以图 6.13(a)为例,按上述步骤,就可得到整个放大器的微变等效电路,如图 6.13(b)所示。图中的电压和电流都是交流变量,用小写字母表示。当输入为正弦交流量时,也可以用相量 $\dot{U}$ 及 $\dot{I}$ 表示。

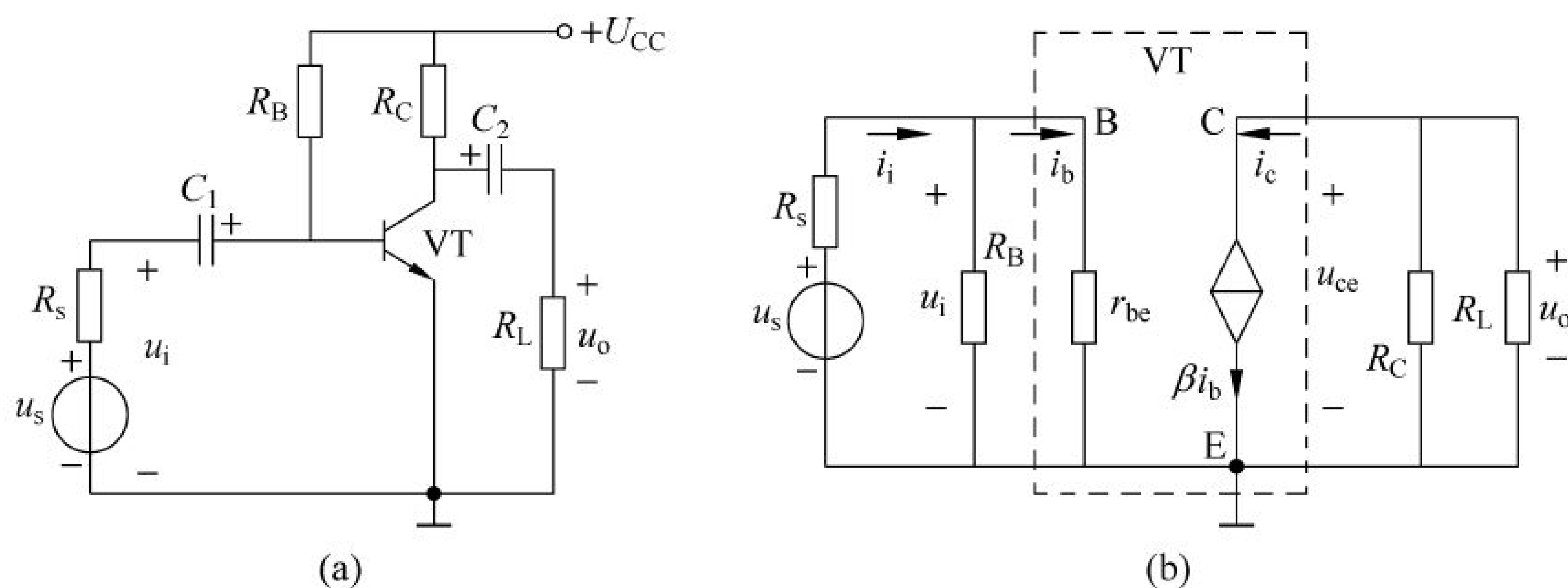


图 6.13 共射极放大电路的微变等效电路

6.4.3 放大器的性能分析

画出微变等效电路以后,就可以用求解线性电路的方法计算放大器的主要性能指标,包括电压放大倍数 $\dot{A}_u$、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。

1. 电压放大倍数 $\dot{A}_u$

以图 6.13 所示共射极单管放大电路的微变等效电路来分析计算电压放大倍数是非常容易的。设输入为正弦信号,微变等效电路中的电压和电流都用相量表示,由此可以列出

$$\dot{U}_i = \dot{I}_b r_{be}$$

$$\dot{U}_o = -\dot{I}_c R'_L = -\beta \dot{I}_b R'_L$$

式中，$R'_L = R_L // R_C$，称为放大电路的等效负载电阻。

由上两式可得电压放大倍数$\dot{A}_u$ 为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\beta \dot{I}_b R'_L}{\dot{I}_b r_{be}} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \tag{6.7}$$

$\dot{A}_u$ 为复数，它反映了输出与输入间的大小和相位关系。式中的负号表示共射极放大电路的输出电压和输入电压反相（图解法中已有详细分析）。

当放大电路的输出端开路时（未接负载电阻 R_L），可求得空载时的电压放大倍数 A_{uo}，即

$$\dot{A}_{uo} = -\frac{\beta R_C}{r_{be}} \tag{6.8}$$

比较式(6.7)和式(6.8)可见，放大电路接有负载 R_L 时的电压放大倍数比空载时降低了，R_L 越小，电压放大倍数越低。另外，A_u 的大小除与 R'_L有关外，还与 β 及 r_{be}有关。但由式(6.6)可知，当静态工作点确定后（一定的 I_E 条件下），β 值大的管子，其输入电阻 r_{be}的值也大，因此 A_u 并不随β 按比例地增大。当 β 足够大时，电压放大倍数 A_u 的大小几乎与β 无关。一般在管子的 β 值取定后，适当提高 I_E 数值，能使电压放大倍数有明显的提高，但 I_E 的增大受到管子参数及工作点的合适与否等因素的制约。

2. 输入电阻 r_i

图 6.14 所示的放大电路对信号源来说是一个负载，可以用一个电阻等效代替，这个电阻既是信号源的负载，又是放大电路的输入电阻。输入电阻 r_i 定义为放大电路的输入电压与输入电流的比值，即

$$r_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} \tag{6.9}$$

r_i 的大小影响到实际加在放大器输入端信号的大小。由图 6.14（点画线以左部分）可见，$\dot{U}_i$ 要比$\dot{U}_s$ 小，即

$$\dot{U}_i = \frac{r_i}{R_s + r_i} \dot{U}_s \tag{6.10}$$

这说明输入电压受到一定衰减，r_i 越小，衰减越大，同时放大电路从信号源吸取的电流越大，加重了信号源的负担。因此通常要求放大器的输入电阻高一些。r_i 可以用如下方法求得。

由微变等效电路可知

$$\dot{I}_i = \frac{\dot{U}_i}{R_B} + \frac{\dot{U}_i}{r_{be}} = \dot{U}_i \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be}} \right)$$

所以

$$r_i = R_B // r_{be} \approx r_{be} \tag{6.11}$$

通常 R_B 的阻值比 r_{be}大得多，因此，这一类放大电路的输入电阻基本上等于晶体管的输入电阻。但要注意的是，r_{be}与 r_i 具有不同的物理意义，不能混淆。

3. 放大电路的输出电阻 r_o

对负载(或后一级放大电路)来说，放大电路相当于一个具有内阻 r_o 和恒压源 U'_o 的信号源，如图 6.14(点画线以右部分)所示。这个等效电源的内阻 r_o 就是放大电路的输出电阻。

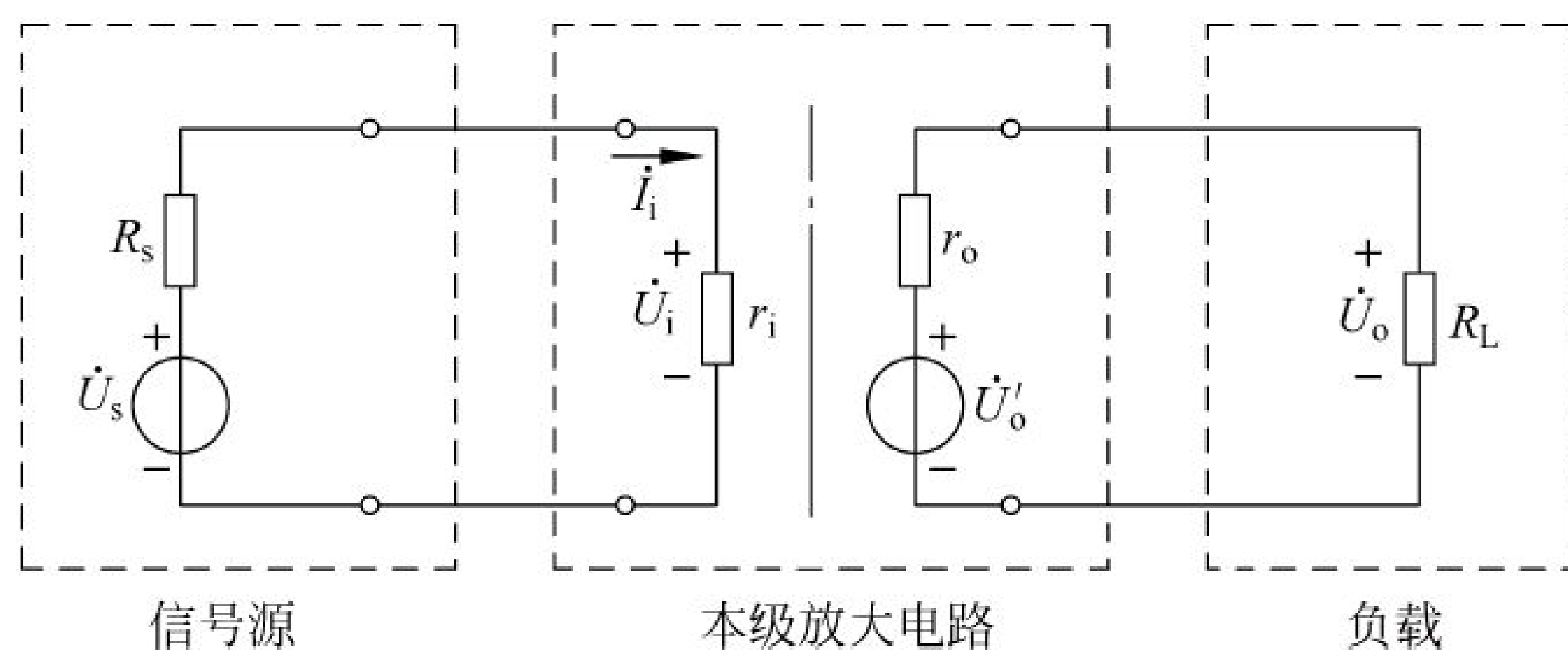


图 6.14　放大器与信号源及负载的联系

r_o 越小，负载变化时，输出电压的变化也越小，说明放大电路带负载能力越强。

放大电路的输出电阻 r_o，可以在信号源短路($U_s=0$)和负载开路的条件下求得(根据戴维南定理)，即

$$r_o = \frac{U'_o}{I'_o}\bigg|_{\substack{U_s=0\\R_L=\infty}} \tag{6.12}$$

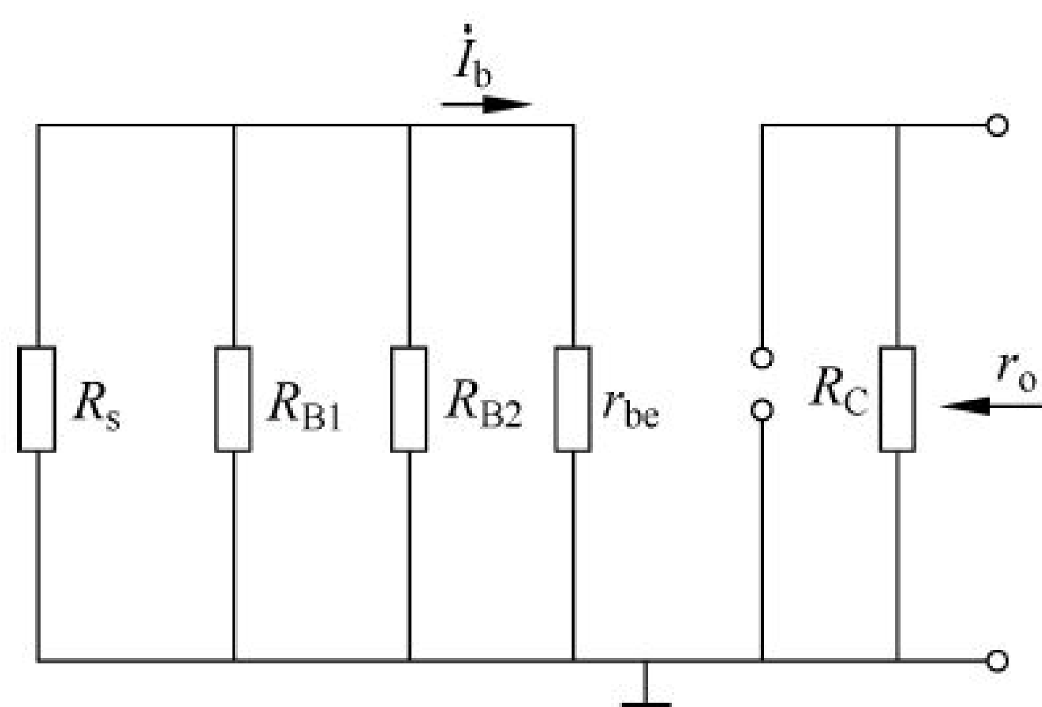


图 6.15　求共射极放大电路输出电阻

现以图 6.14 的放大电路为例，从它的微变等效电路看，当$\dot{U}_s=0$ 时，$\dot{I}_b$ 和 $\beta\dot{I}_b$ 也为零。如图 6.15 所示，在放大电路的输出端将负载开路后，从余下电路的开路端口看进去的等效电阻即为输出电阻 r_o。因为晶体管的输出电阻 r_{ce}很大，可略去，所以

$$r_o \approx R_C \tag{6.13}$$

R_C 一般为几千欧。因此，共射极放大电路的输出电阻 r_o 较高。

【例 6.1】　在图 6.16(a)所示电路中，若晶体管为 3DG100，已知在工作点处 $\beta=40$，设 $U_{BE}=0.7V$。

(1) 计算静态工作点；

(2) 求 r_{be}；

(3) 计算电压放大倍数$\dot{A}_u$；

(4) 若 C_E 开路，再计算电压放大倍数$\dot{A}'_u$；

(5) C_E 未断开时，求放大电路的输入电阻 r_i、输出电阻 r_o。

解：(1) 确定静态工作点，由已知得

$$U_B \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}U_{CC} = \frac{7.5\text{k}\Omega}{(30+7.5)\text{k}\Omega}\times 12\text{V} = 2.4\text{V}$$

$$I_C \approx I_E = \frac{U_B-U_{BE}}{R_E} = \frac{2.4-0.7}{1}\text{mA} = 1.7\text{mA}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1.7}{40}\text{mA} = 0.0425\text{mA} = 42.5\text{mA}$$

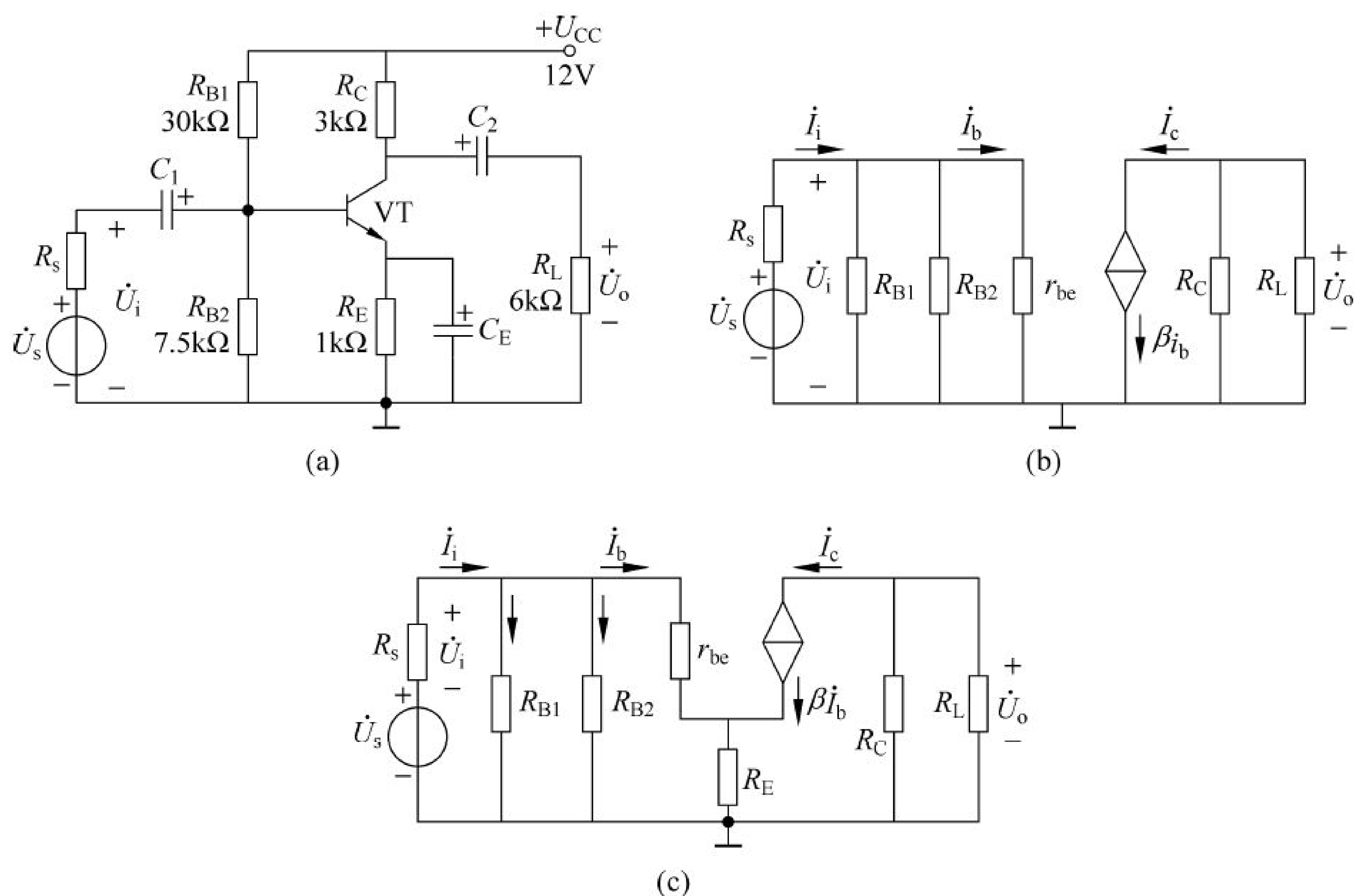


图 6.16　例 6.1 图

$$
\begin{aligned}
U_{CE} &\approx U_{CC} - I_C(R_C + R_E) \\
&= 12\text{V} - 1.7 \times (1+3)\text{V} = 5.2\text{V}
\end{aligned}
$$

(2) 求 r_{be}

$$
\begin{aligned}
r_{be} &= 200\Omega + (1+\beta)\frac{26\text{mV}}{I_E} \\
&\approx 200\Omega + (1+40) \times \frac{26\text{mV}}{1.7\text{mA}} = 827\Omega = 0.827\text{k}\Omega
\end{aligned}
$$

(3) 画出微变等效电路如图 6.16(b)所示，有

$$
\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\beta\frac{R'_L}{r_{be}} = -40 \times \frac{(3 \,/\!/\, 6)\text{k}\Omega}{0.827\text{k}\Omega} = -96.7
$$

(4) 当 C_E 开路时，微变等效电路如图 6.16(c)所示，有

$$
\begin{aligned}
\dot{A}'_u &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\beta \dot{I}_b(R_C \,/\!/\, R_L)}{\dot{I}_b r_{be} + (1+\beta)\dot{I}_b R_E} = \frac{-\beta(R_C \,/\!/\, R_L)}{r_{be} + (1+\beta)R_E} \\
&= \frac{-40(3 \,/\!/\, 6)\text{k}\Omega}{[0.827 + (1+40) \times 1]\text{k}\Omega} = -1.9
\end{aligned}
$$

可见，在 C_E 开路时，电路的放大能力大大减小，因而在分压式静态工作点稳定电路中，通常需加旁路电容 C_E。

(5) 由图 6.16(b)的微变等效电路得

$$
r_i = R_{B1} \,/\!/\, R_{B2} \,/\!/\, r_{be} = (30 \,/\!/\, 7.5 \,/\!/\, 0.827)\text{k}\Omega = 0.727\text{k}\Omega
$$

由式(6.13)可知

$$
r_o \approx R_C = 3\text{k}\Omega
$$

6.5　共集电极放大电路

6.5.1　共集电极放大电路的组成

共集电极放大电路如图6.17所示，图6.18是其交流通路。可见输入信号$\dot{U}_i$加到基极、集电极之间，输出信号$\dot{U}_o$取自发射极、集电极之间，集电极是输入回路和输出回路的公共端，故称此电路为共集电极放大电路。由于输出信号从发射极取出，所以又叫射极输出器。

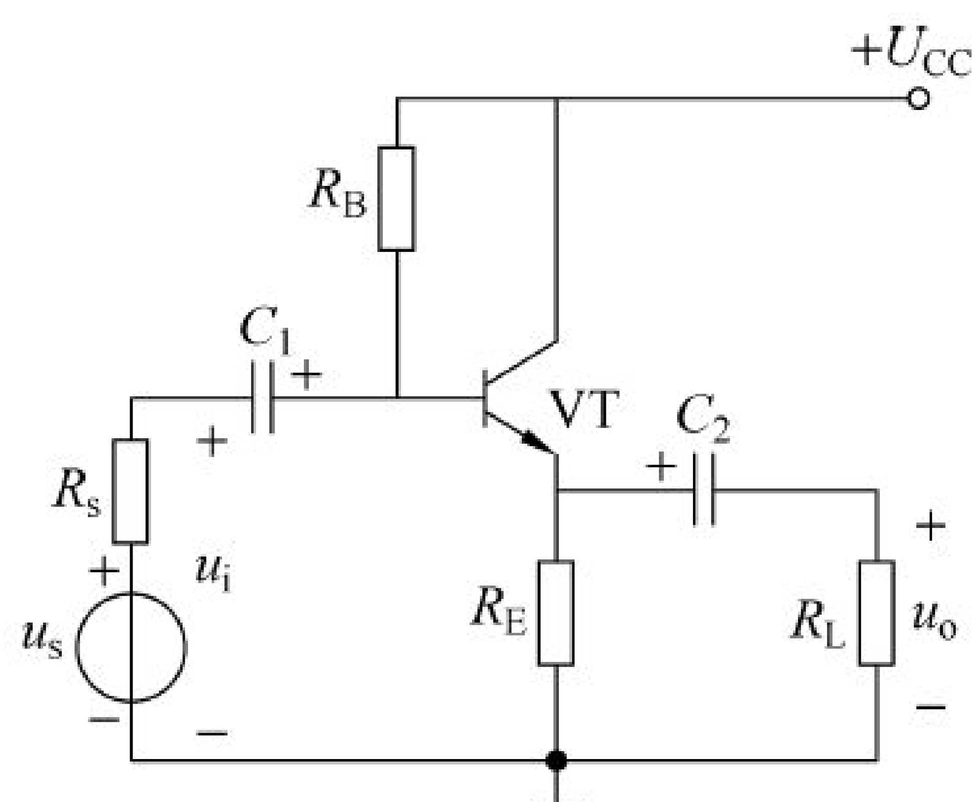


图6.17　射极输出器

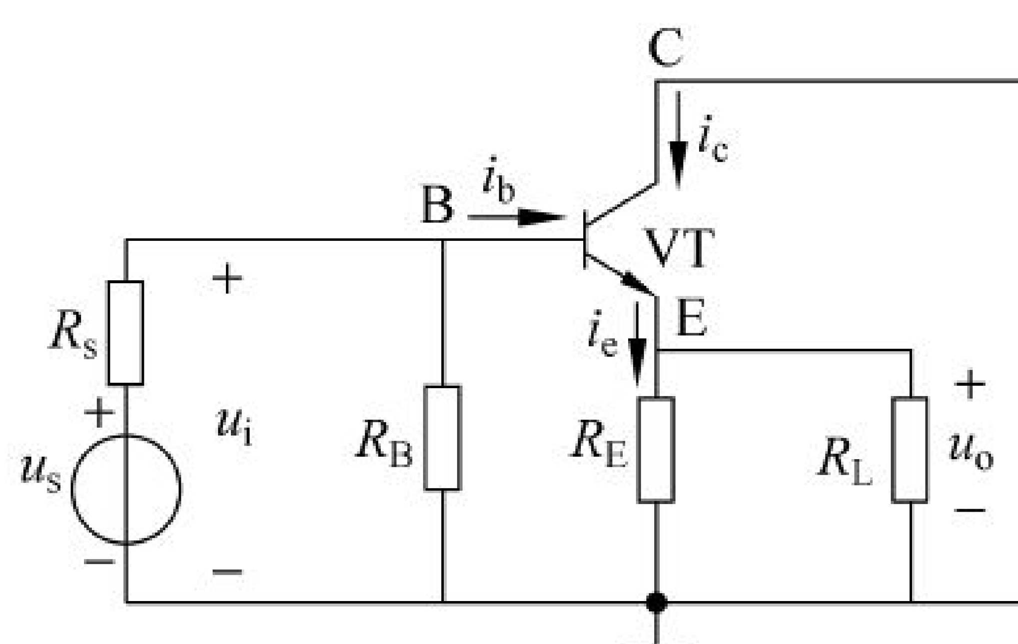


图6.18　射极输出器的交流通路

6.5.2　共集电极放大电路的分析

1. 静态工作点的计算

当没有输入信号时，射极输出器可用图6.19所示的直流通路来分析，由图可得

$$\begin{cases} I_B = \dfrac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E} \\ I_C = \beta I_B \approx I_E \\ U_{CE} = U_{CC} - I_E R_E \end{cases} \tag{6.14}$$

2. 动态分析与计算

由交流通路画出的微变等效电路如图6.20所示。

(1) 电压放大倍数$\dot{A}_u$

由图6.20得

$$\dot{U}_i = \dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_e (R_E \,/\!/\, R_L) = \dot{I}_b [r_{be} + (1+\beta)(R_E \,/\!/\, R_L)]$$

$$\dot{U}_o = \dot{I}_e (R_E \,/\!/\, R_L) = (1+\beta)\dot{I}_b (R_E \,/\!/\, R_L)$$

故

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L} \tag{6.15}$$

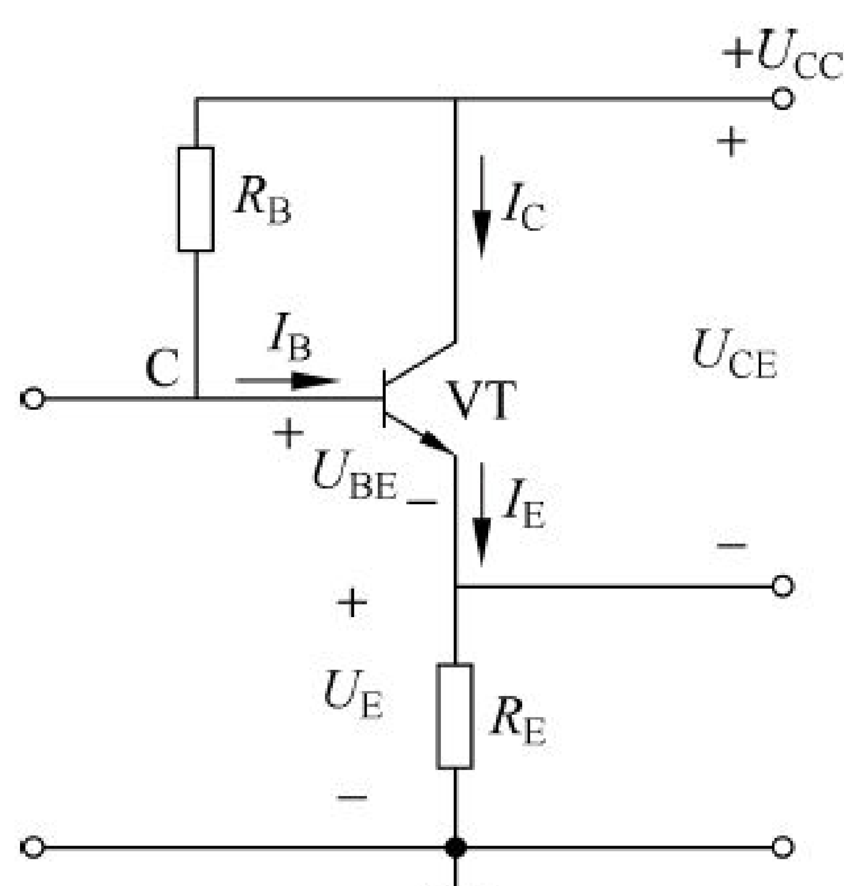


图 6.19 射极输出器的直流通路

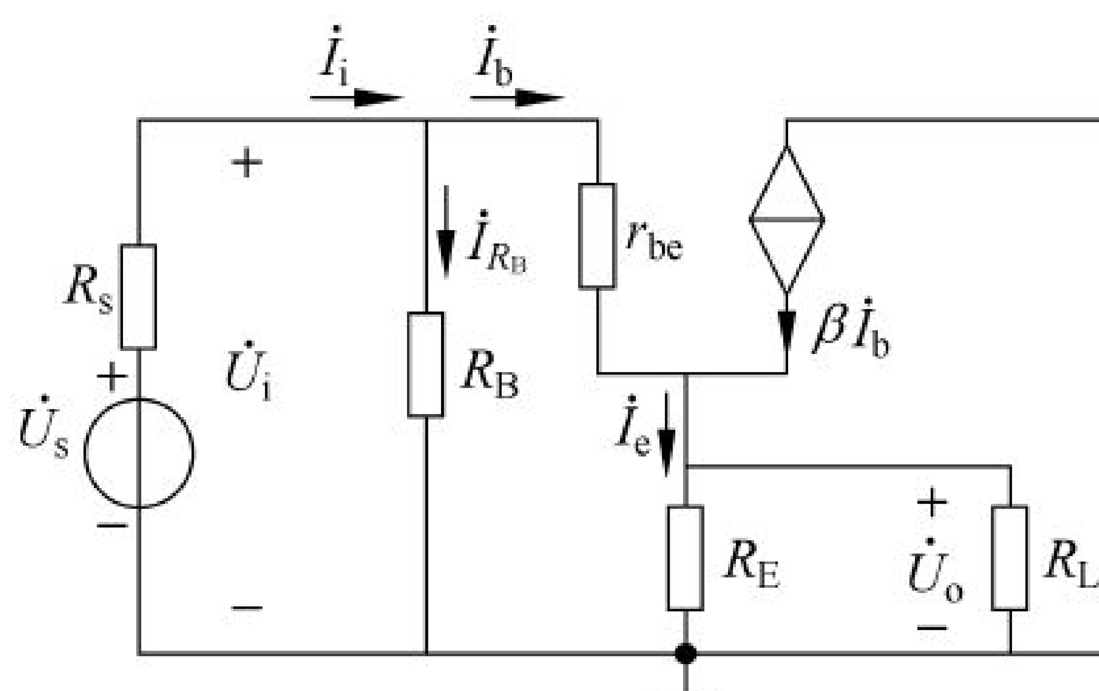


图 6.20 射极输出器的微变等效电路

式中

$$R'_L = R_E \,/\!/\, R_L$$

同理有

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{r_i}{R_s + r_i}\dot{A}_u \tag{6.16}$$

由式(6.15)可知$\dot{A}_u \leqslant 1$,表明输出电压与输入电压同相位,并且大小近似相等。因此,输出电压跟随输入电压,故又得名射极跟随器。

(2) 输入电阻 r_i

由图 6.20 可得输入电流为

$$\dot{I}_i = \dot{I}_{R_B} + \dot{I}_b$$

式中

$$\dot{I}_{R_B} = \frac{\dot{U}_i}{R_B}$$

而

$$\dot{U}_i = \dot{I}_b[r_{be} + (1+\beta)R'_L]$$

即

$$\dot{I}_b = \frac{\dot{U}_i}{r_{be} + (1+\beta)R'_L}$$

所以

$$\dot{I}_i = \frac{\dot{U}_i}{R_B} + \frac{\dot{U}_i}{r_{be} + (1+\beta)R'_L} = \dot{U}_i\left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be} + (1+\beta)R'_L}\right)$$

射极输出器的输入电阻为

$$r_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_B} + \dfrac{1}{r_{be} + (1+\beta)R'_L}} = R_B \,/\!/\, [r_{be} + (1+\beta)R'_L] \tag{6.17}$$

可见,射极输出器的输入电阻 r_i 由两部分并联而成:一个是偏置电阻 R_B,另一个是基极回路电阻$[r_{be}+(1+\beta)R'_L]$。通常 R_B 的阻值很大,射极输出器基极回路电阻$[r_{be}+(1+\beta)R'_L]$要比共发射极放大电路的输入电阻($r_i \approx r_{be}$)大得多,所以射极输出器的输入电阻要比共发射极放大电路的输入电阻阻值大几十倍到几百倍。一般射极输出器的输入电阻阻值可达几十千欧到几百千欧。

(3) 输出电阻 r_o

放大器的输出电阻,除用 6.4 节介绍的方法求得外,还可以用加压求流法求得,即令微

变等效电路中独立电源为零(保留其内阻 R_s),保留受控源,在输出端加一电压$\dot{U}_o$,产生交流电流$\dot{I}_o$,则 $r_o=\dfrac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o}$。具体求法如下:

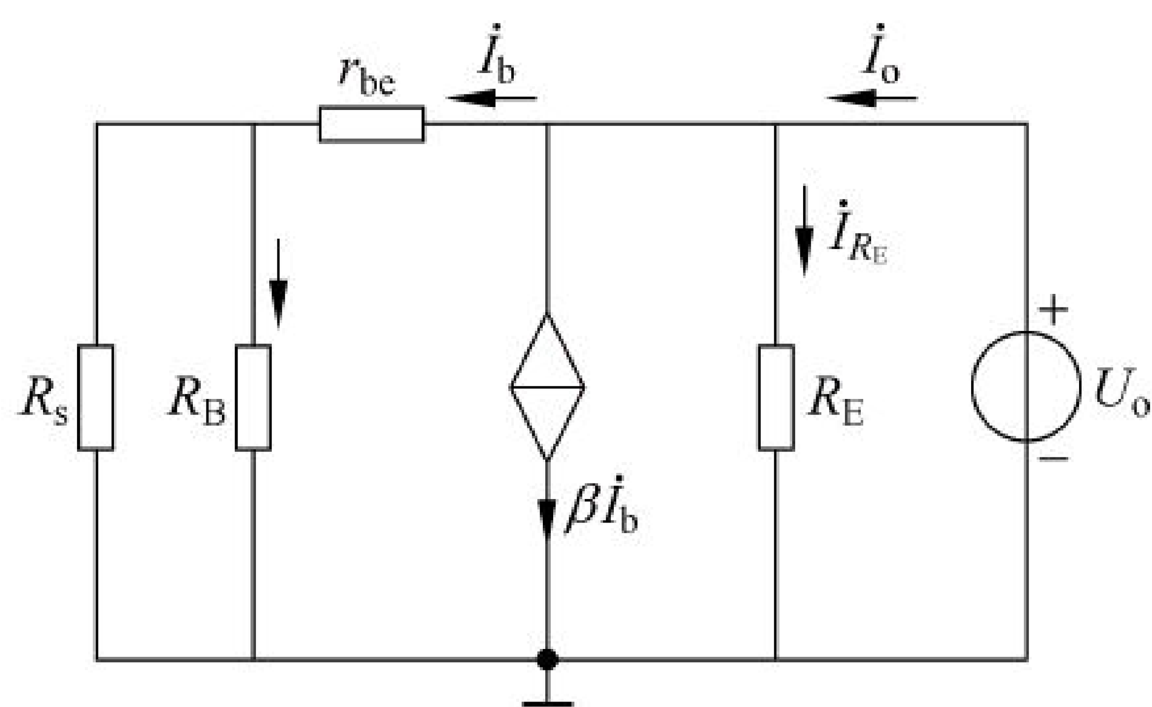


图 6.21 求共射极输出器的输出电阻

断开 R_L,将信号源 U_s 短路,在输出端加一交流电压$\dot{U}_o$,如图 6.21 所示。应指出此时由输出端外加电压$\dot{U}_o$在 r_{be}支路中产生的电流与图 6.20 相比,其参考方向相反,所以受控源 $\beta\dot{I}_b$的参考方向也应反过来,这样,如果求出输出端送入的电流$\dot{I}_o$,即可求得输出电阻 r_o。

由图 6.21 可得

$$\begin{aligned}\dot{I}_o &= \dot{I}_{R_E}+\beta\dot{I}_b+\dot{I}_b\\ &=\frac{\dot{U}_o}{R_E}+(1+\beta)\frac{\dot{U}_o}{r_{be}R'_s}\quad (R'_s=R_B\ /\!/\ R_s)\end{aligned}$$

因此,输出电阻为

$$r_o=\frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o}=\frac{1}{\dfrac{1}{R_E}+\dfrac{1}{\dfrac{r_{be}+R'_s}{1+\beta}}}=R_E\ /\!/\ \frac{r_{be}+R'_s}{1+\beta}\tag{6.18}$$

由式(6.18)可见,在一般情况下,由于 $r_{be}+R'_s$较小,$\beta\gg1$,而 R_E 通常为几千欧,因此,射极输出器的输出电阻 r_o 阻值很低,一般为几十到几百欧。

6.5.3 共集电极放大电路的特点及应用

综上所述,射极输出器的主要特点是:①输入电阻高;②输出电阻低;③电压放大倍数小于 1,且近似等于 1,即没有电压放大能力,但有电压跟随作用,有一定的电流和功率放大能力。

射极输出器的上述特点在电子线路中应用非常广泛。

(1) 用作输入级

由于共集电极放大电路的输入电阻很高,将其用作多级放大电路的输入级时,可以提高整个放大电路的输入电阻。因此,输入电流很小,减轻了信号源的负担,在测量仪器中,提高其测量精度。

(2) 用作输出级

由于其输出电阻很小,近似于一个恒压源,因此用作多级放大器的输出级时,可以大大提高多级放大电路的带负载的能力。

(3) 用作中间级

在多级放大电路中,有时前后两级间的阻抗匹配不当,影响了放大倍数的提高。如在两级之间加入一级共集电极放大电路,它能够起到阻抗变换作用,即前一级放大电路的外接负

载正是共集电极放大电路的输入电阻，这样前级的等效负载的阻值提高了，从而使前一级电压放大倍数提高；它的输出却是后级的信号源，由于输出电阻很小，使后一级接收信号的能力提高，即源电压放大倍数增加，从而使整个放大电路的电压放大倍数提高。

6.6　阻容耦合多级放大电路与功率放大电路

以上各节讨论的单级放大电路的电压放大倍数往往是有限的。为了满足放大倍数和其他方面性能的要求，一般要采用多级放大电路。在多级放大电路中，级间联接称为级间耦合。多级电压放大电路的耦合方式有阻容耦合、直接耦合、变压器耦合及光电耦合等。本节介绍阻容耦合方式。

6.6.1　两级阻容耦合放大电路

图 6.22 所示为一个典型的两级阻容耦合放大电路，它的每一级就是前面讨论过的分压式偏置放大电路。

由图 6.22 可见，由于前、后级之间是通过耦合电容 C_2 相连的，故 C_2 的隔直流作用使各级的静态工作点是彼此独立的，而放大倍数为各级电压放大倍数的乘积，即

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1}\,\dot{A}_{u2}$$

由此推广，n 级放大电路的电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1}\,\dot{A}_{u2}\,\dot{A}_{u3}\cdots\dot{A}_{un}$$

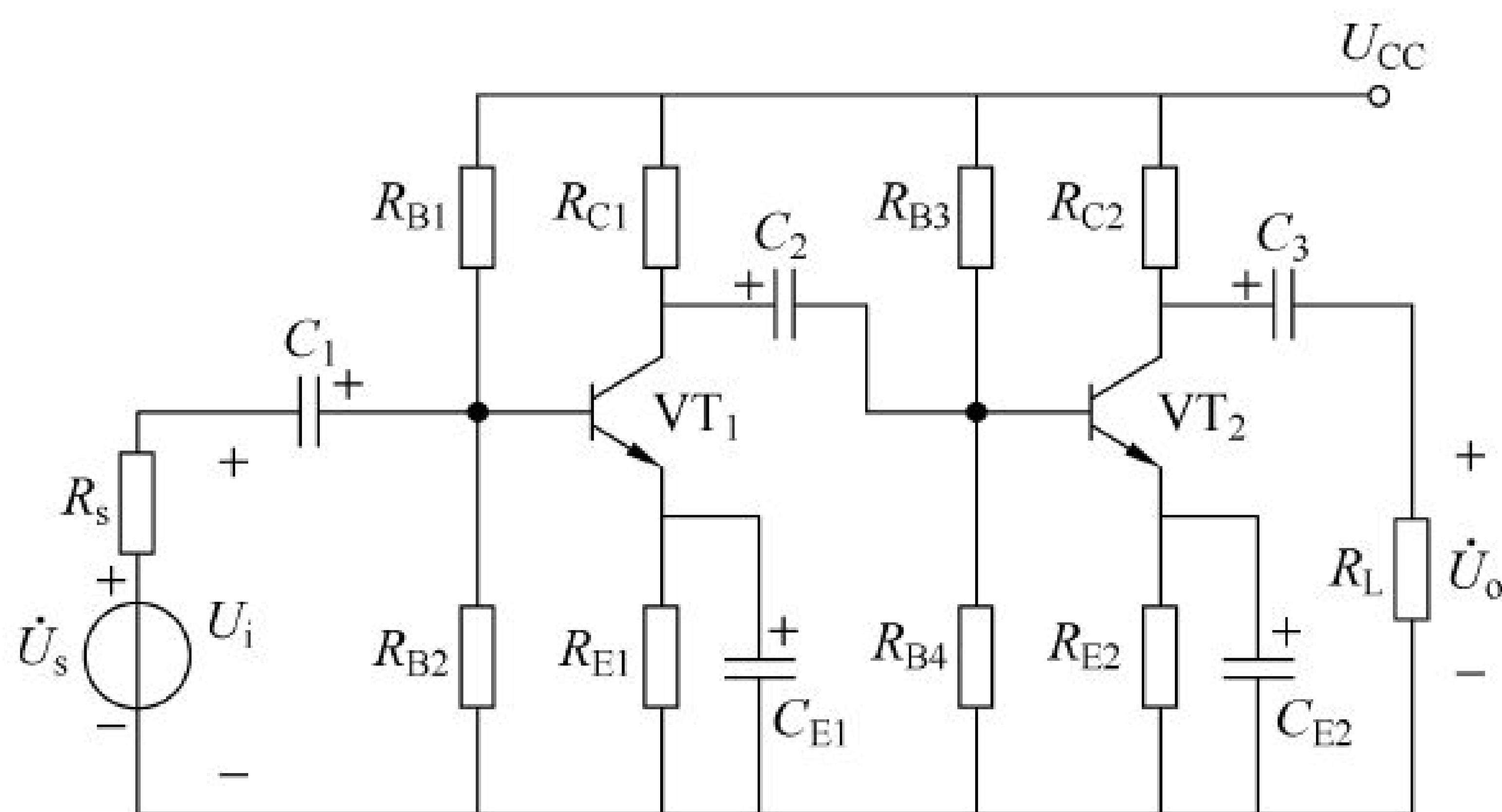


图 6.22　两级阻容耦合放大电路

但计算多级放大电路的电压放大倍数，必须考虑级间的相互影响。此时可把前级等效为一个具有内阻的信号源，把后级的输入电阻看成是前级的负载。

多级放大电路的输入电阻就是第一级的输入电阻，输出电阻就是最末一级的输出电阻。

6.6.2　功率放大电路

多级放大电路的输出级往往为功率放大级，用来将前置电压放大级送来的信号进行功

率放大,去驱动执行机构。例如,使扬声器的音圈振动发出声音,推动自动控制系统中的电动机旋转,接通或断开继电器等。电压放大电路和功率放大电路就其本质来说,都是能量变换器,都是通过晶体管的电流控制作用,把直流电源供给的能量按输入信号的变化规律传送给负载。所不同的是:电压放大是小信号放大,其任务是在不失真的前提下放大微弱的信号电压,放大器工作在微变状态;而功率放大则要求在允许失真度的条件下输出足够大的功率,是工作在大信号状态下。两者对放大电路的要求有各自的侧重面。

对功率放大电路的基本要求主要体现在以下几个方面:

(1) 输出功率尽可能大

为了获得大的输出功率,要求功率放大管的电压和电流都有足够大的输出幅度,因此管子往往工作在接近极限工作状态下。

(2) 转换效率尽可能高

功率放大器在信号作用下向负载提供的输出功率是由直流电源转换而来的。在转换时,管子和电路中的耗能元件都要消耗功率,若用 P_o 表示负载所得功率,P_E 表示直流电源提供的总功率,则其转换效率为

$$\eta = \frac{P_o}{P_E}$$

(3) 非线性失真要小

功率放大电路是在大信号下工作,所以不可避免地会产生非线性失真,而且同一功放管输出功率越大,非线性失真越严重,这将使输出功率和非线性失真成为矛盾。

(4) 功放管的散热要好

在功率放大电路中,有相当大的功率消耗在功放管的集电结上,使结温升高。因此,管子散热问题解决得好,不仅可以防止功放管损坏,还可充分利用允许的管耗而使管子输出足够大的功率。

功率放大器的输出功率、转换效率及非线性失真等性能均与放大管的工作状态有关。根据放大管静态工作点 Q 在特性曲线中位置的不同可分为三种工作状态,如图 6.23 所示。

在图 6.23(a)中,静态工作点 Q 选在交流负载线中部,输入信号的整个周期放大管都处于导通状态,此类为甲类工作状态。工作在甲类状态下的放大器因静态电流 I_C 较大,静态管耗大,效率很低,因此主要用于电压放大。在图 6.23(b)中,静态工作点 Q 设在 $I_C \approx 0$ 而 $I_C \neq 0$ 处,静态集电极电流 I_C 很小,静态管耗也很小,功放管在一个周期内有半个周期以上导通。此类为甲乙类工作状态。图 6.23(c)中,Q 点设在 $I_C = 0$ 处,功放管只在信号的半个周期内处于导通状态,称此为乙类工作状态,乙类工作状态时的静态功耗为 0。

显而易见,功率放大电路采用乙类放大虽然能提高效率,但只能在输入信号的半个周期内工作,失真十分严重。如果将两个乙类放大电路合在一起,其中一个在输入信号的正半周工作,另一个在负半周工作,使它们轮流向负载供电,并在负载上得到完整的信号电流,这样既提高了效率,又减小了失真。互补对称功率放大电路就是基于上述思想而设计出来的。

图 6.24 所示为 OCL(output capacitor-less)互补对称功放电路。放大器由一对特性及参数完全对称、类型却不同(NPN 和 PNP)的两个晶体管组成射极输出器电路。输入信号接于两管基极,负载 R_L 接于两管发射极,由正、负等值双电源供电。

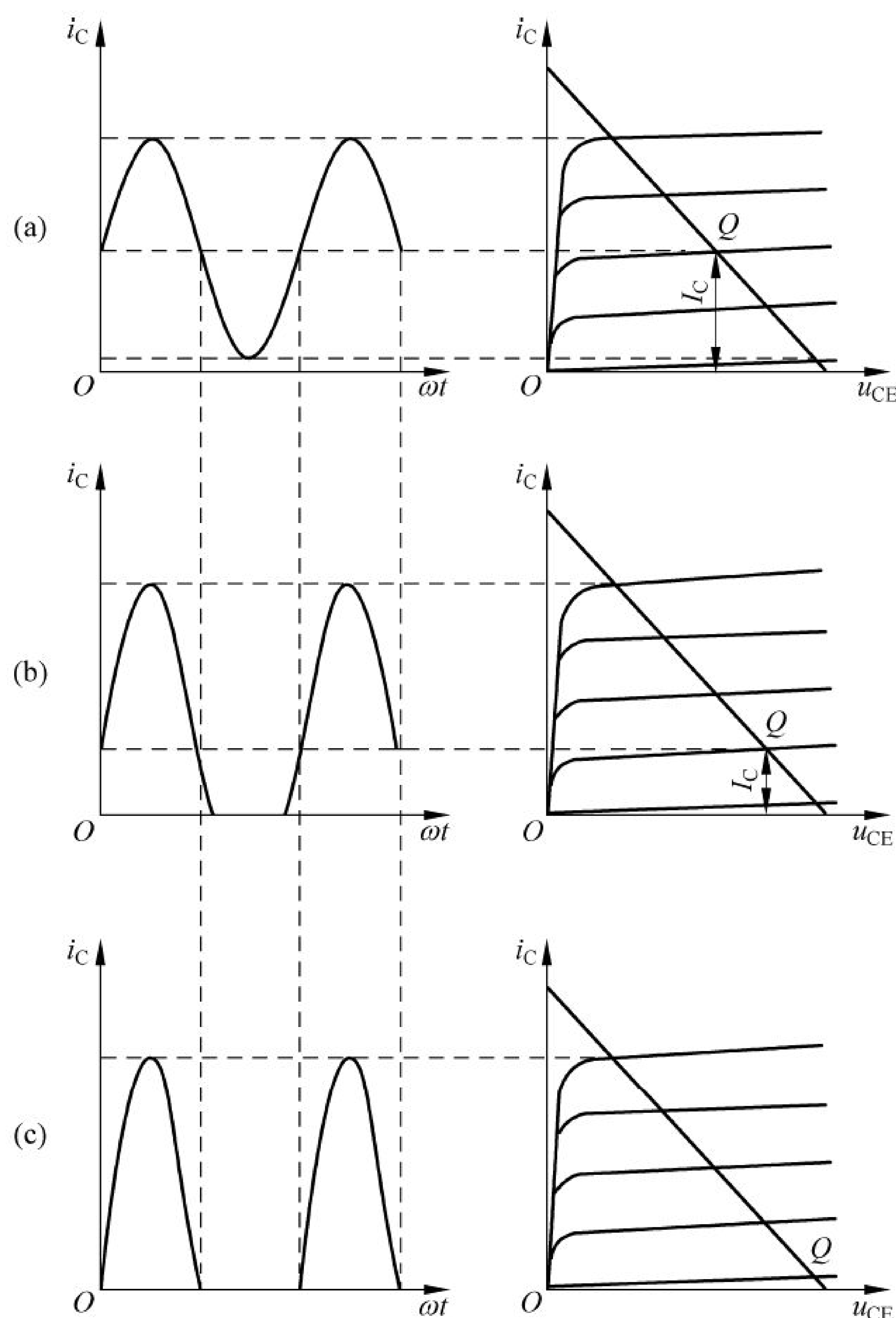


图 6.23　Q 点位置不同的三种状态

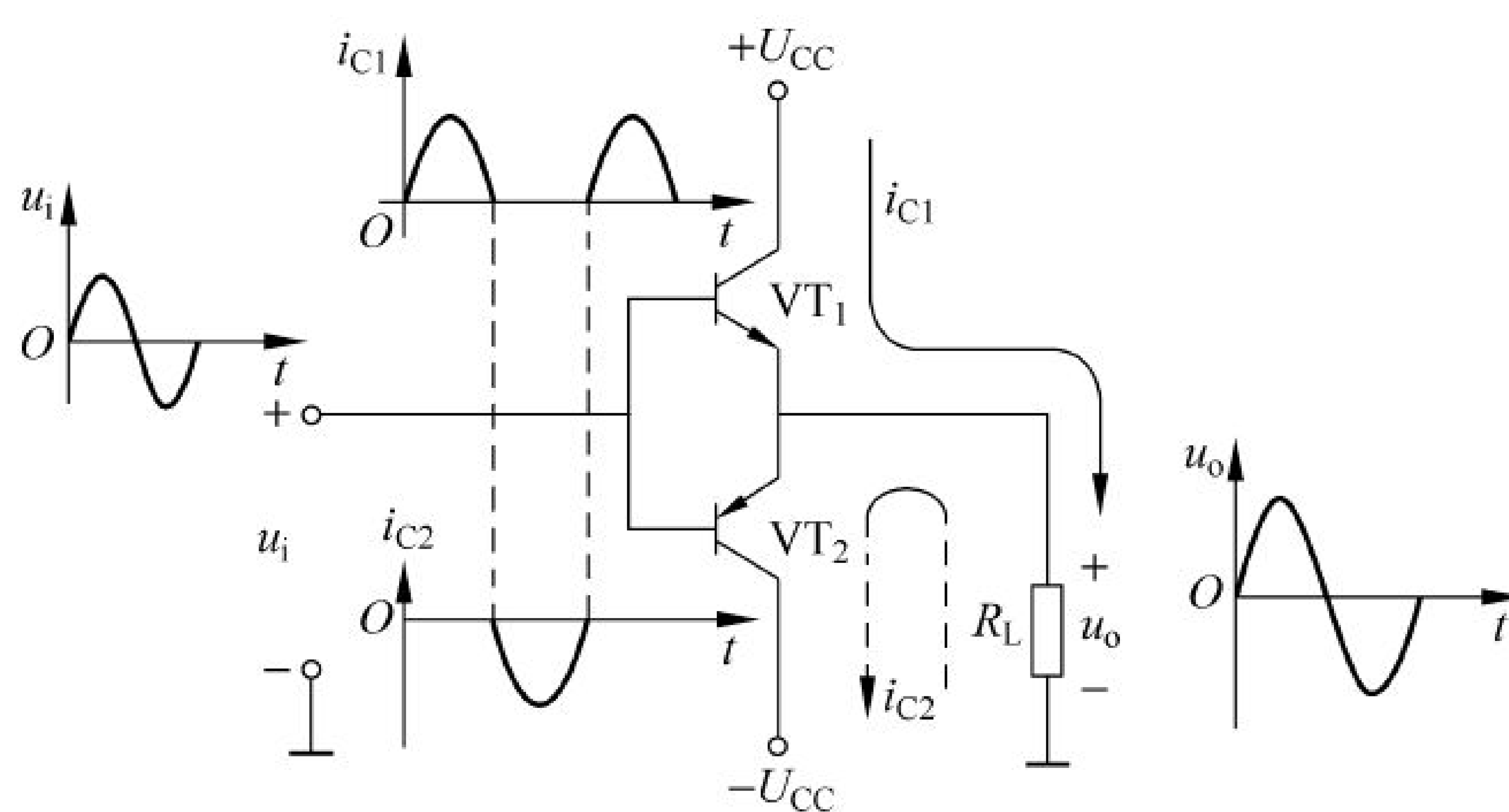


图 6.24　OCL 互补对称功放电路

当 $u_i=0$，即静态时，因两管均未设直流偏置，因而 $I_B=0$，$I_C=0$，两管都工作在乙类工作状态。

若输入信号为正弦波，u_i 在正半周时，VT_1 因正偏导通，VT_2 则因反偏而截止。负载 R_L 两端获得正半周输出电压。u_i 在负半周时，VT_1 截止，VT_2 导通，R_L 中流过如虚线所示

的输出电流，R_L 两端获得负半周输出电压。总之，R_L 两端因 VT_1、VT_2 在正、负半周轮流工作而取得完整的正弦波信号电压。VT_1、VT_2 在正、负半周交替导通、互相补充，故名互补对称电路。功率放大器采用射极输出器，提高了输入电阻和带负载的能力。这种电路输出端不接电容，故又称 OCL 电路，即无输出电容器电路。

重点与难点答疑

问题1：共射极基本放大电路，静态工作点主要可以通过调整哪些参数进行调整？

答：共射极基本放大电路，静态工作点主要可以通过调整 R_B、R_C、U_{CC} 等参数来进行调整。

当其他参数不变，增加 R_B 时，I_B 减小，直流负载线没变，静态工作点降低。反之，可以提高静态工作点。静态工作点将随着 R_B 的变化在直流负载线上移动。

当其他参数不变，R_C 的改变会直接影响直流负载线的倾斜度。增加 R_C，使直流负载线与输出曲线的纵轴的交点下移，静态工作点将左移；减小 R_C，使直流负载线与输出曲线的纵轴的交点上移，静态工作点将右移。静态工作点将随着 R_C 的变化在某一 I_B 曲线上移动。

当其他参数不变，U_{CC} 的改变会使直流负载线发生平移。当 U_{CC} 增加时，I_B 也增加，直流负载线与输出曲线的横轴交点将右移，但此时直流负载线的倾斜度不变，此时静态工作点向右上方移动；当 U_{CC} 减小时，I_B 也减小，直流负载线与输出曲线的横轴交点将左移，但此时直流负载线的倾斜度也不变，此时静态工作点向左下方移动。

问题2：选用电流放大系数较高的晶体三极管，是否就能获得比较高的电压放大倍数？加大晶体管的静态工作电流，是否能提高电压放大倍数？

答：对于共射极基本放大电路来说，电压放大倍数 $\dot{A}_u=-\beta\frac{R'_L}{r_{be}}$。可见选用 β 高的晶体管可获得大的 $\dot{A}_u$。但从管子结电阻 $r_{be}=200\Omega+(1+\beta)\frac{26\text{mV}}{I_E}$ 来看，β 增加，r_{be} 也增加很多，则 r_{be} 大又会使 $\dot{A}_u$ 减小，因此选用 β 大的晶体管并不能有效地提高电压放大倍数。另外，对于共集电极基本放大电路来说，β 增加，但是 $\dot{A}_u$ 基本不变，近似等于 1。

在没有饱和的情况下，适当加大晶体管的静态工作电流会使 r_{be} 减小，可以提高电压放大倍数。

问题3：对于已知各个参数的共发射极基本放大电路，如何判断电路是否处于放大状态。

答：判断电路是否处于放大状态，其实也就是判断晶体管处于什么状态。这可以通过对电路的参数进行具体的计算来确定。主要是通过直流通道计算静态电流 I_B，临界饱和电流 I_{BS}，U_{CE} 等值，然后通过下面的方法来确定电路的工作状态。

(1) 当 $I_B\leqslant 0$ 时，$I_C=0$，$U_{CE}=U_{CC}$，静态工作点偏低，晶体管处于截止状态。

(2) 当 $I_B\geqslant I_{BS}$ 时，静态工作点偏高，晶体管处于饱和状态。

(3) 当 $0<I_B<I_{BS}$，$U_{CE}=U_{CC}-I_CR_C$，$I_C=\beta I_B$，一般要让静态工作点居中，此时 $U_{CE}\approx U_{CC}/2$，晶体管处于放大状态。

问题 4：怎样深入理解放大电路呢？

答：理解放大电路要掌握好如下几个问题：

（1）放大的实质

放大的过程就是在输入信号的作用下，利用三极管的电流放大（控制）作用，把直流电源提供的能量，转换为负载上的大信号输出。因此，放大的实质是（能量）控制。

（2）放大的指标

为达到放大的目的，放大电路往往追求以下 3 个指标。

首先，放大电路要有足够大的增益，即把放大的信号尽可能多地提供给负载。常用电压放大倍数$\dot{A}_u=\dfrac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$来表述。因此，作为几个典型的基本放大电路要会计算$\dot{A}_u$。

其次，放大就要不失真，失真的放大毫无意义，因此引入了非线性失真的概念。为了减小失真或不产生失真，静态工作点的设置就要合理。静态工作点 Q 与失真的关系应掌握好。

再次，工程实际中的信号，往往不是单一频率的正弦波（许多场合是多种频率正弦波的合成）。因此，对一个实用的放大电路对输入信号中的不同频率分量应得到相同的放大量，即放大电路的通频带的概念。

（3）放大电路的两种成分

从图 6.6 和图 6.7 中可见，在放大电路中是交流（信号）成分与直流成分共存的，即一个电路，两种成分、两个通路的概念。

定性分析放大电路能否实现放大作用时，就是从这两方面着眼的。一看直流，先看直流供电极性对不对，是否满足放大电路的核心器件晶体管的发射结正向偏置，集电结反向偏置，再看直流电流能否到达基极，正确设置了静态工作点。二看交流，先看输入信号能否形成回路，从而产生变化的晶体管输入电流 Δi_B，再看输出信号能否形成，即在负载上得到大的 Δu_o。

定量计算放大电路时，也要分清所计算的是直流问题，还是交流（信号）问题。不能把两者混淆。

直流是放大的基础，即静态工作点的设置问题，因此静态工作点的计算，要在放大电路的直流通路中计算。交流是放大的信号，因此放大电路的动态性能指标（A_u，r_i，r_o 等）都要在放大电路的交流通路，即微变等效电路中求得。

当然，有时这两者又是相互联系的。例如，由公式 $r_{be}=200\Omega+(1+\beta)\dfrac{26\text{mV}}{I_E}$可知，当改变静态工作点数据之一 I_{CQ}时，则影响 r_{be}，进而影响 A_u。同样为增大 A_u 而增大 R_C 时，也会影响管压降 U_{CE}。当 R_C 过大时，电路将产生饱和失真。

练　习　题

6-1　在图 6.25 所示的共射极放大电路中，已知 $U_{CC}=12\text{V}$，若 R_B、R_C 的值未知，实验测得静态值 U_{CE}分别为 7V、11.5V 和 0.5V，试判断三极管处在何种工作状态。

6-2 在图6.25中,已知$U_{CC}=12V$,$R_C=2.2k\Omega$,管子参数为$U_{BE}=0.6V$,$\beta=60$。

(1) 欲使静态时$U_{CE}=6V$,R_B应为何值?

(2) 欲使$I_C=1.5mA$,R_B应为何值?

(3) 调整静态工作点时,如不慎将R_B调到零,对晶体管有无影响?为什么?通常采取什么措施来防止发生这种情况?

(4) 若输入为正弦波,而在输出端接示波器后,得到图6.26所示的波形,试判断此电路产生何种失真。

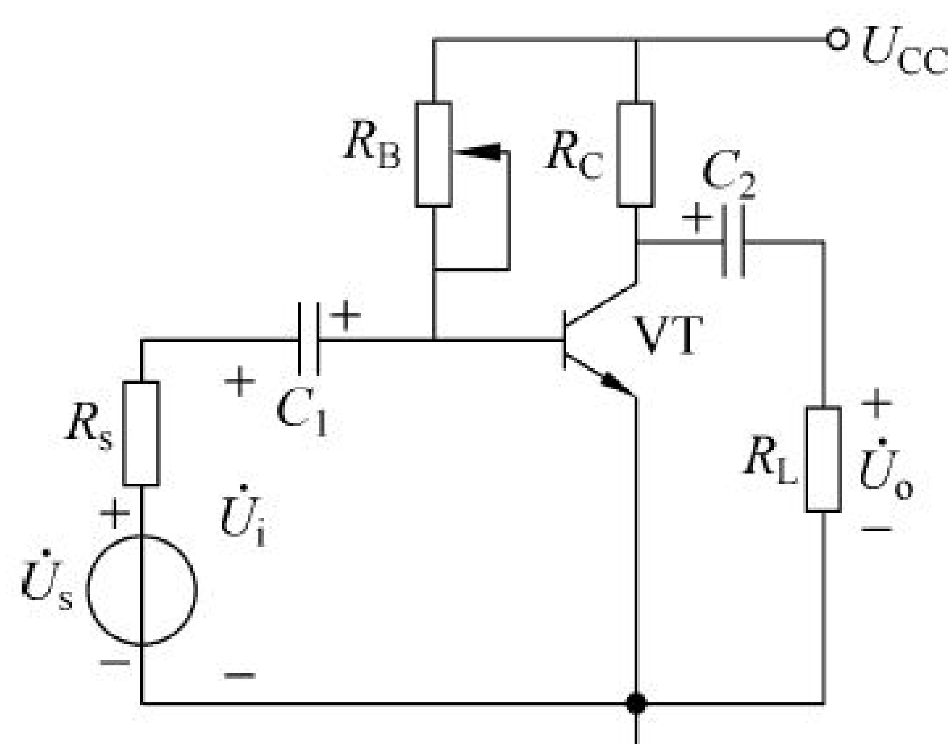


图6.25 题6-1图

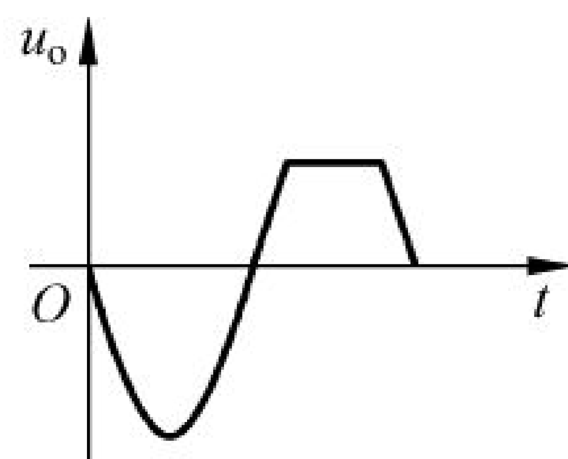


图6.26 题6-2图

6-3 试判断图6.27所示各电路对交流电压信号有无放大作用。如果没有,电路元器件应如何改变?

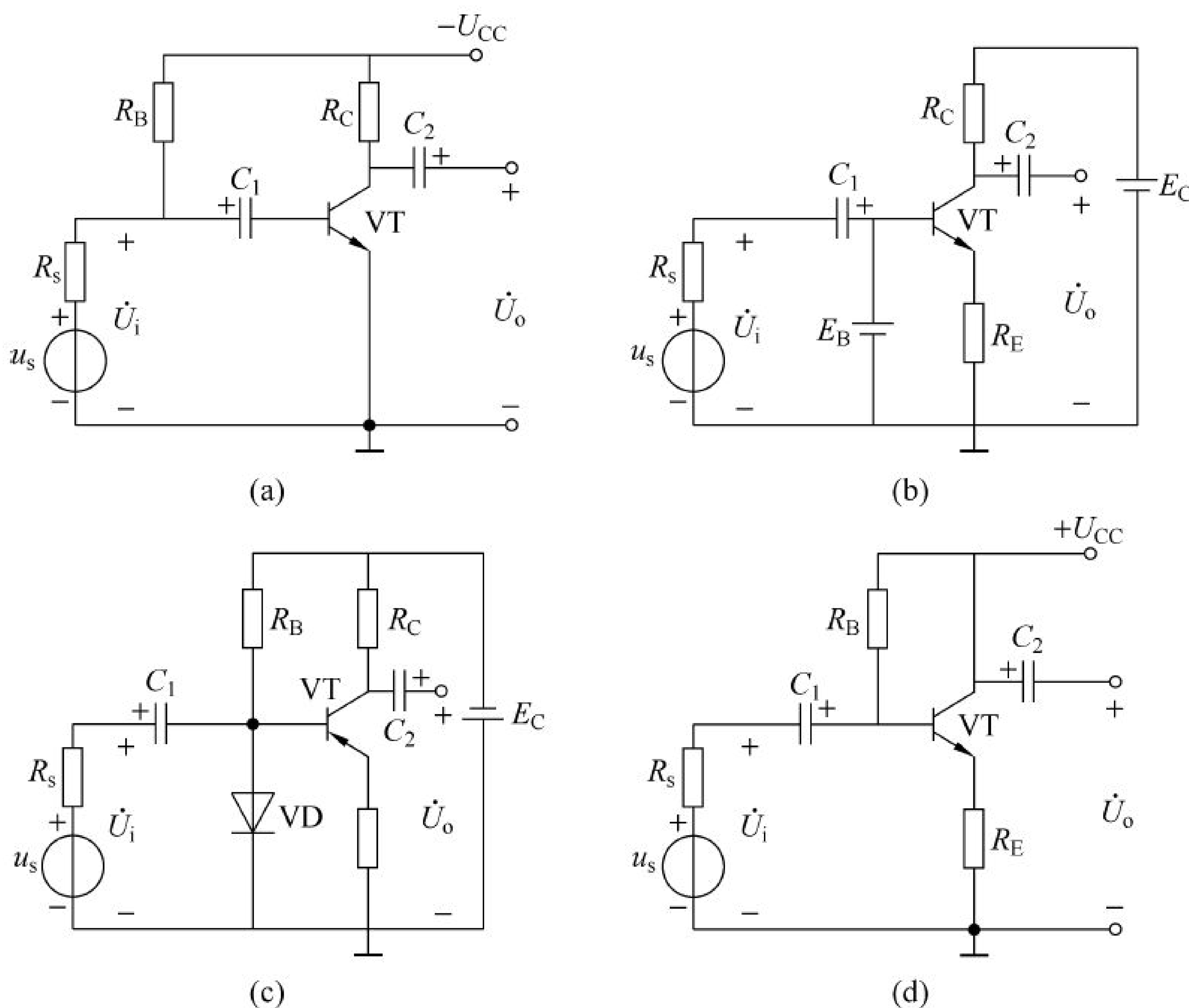


图6.27 题6-3图

6-4 放大电路如图6.28(a)所示,正常工作时,静态工作点为Q,如图6.28(b)、(c)、(d)所示。如果调整电路参数使工作点变为Q'或Q'',试分别说明电路中是哪个元件参数改

变引起了工作点的变化。

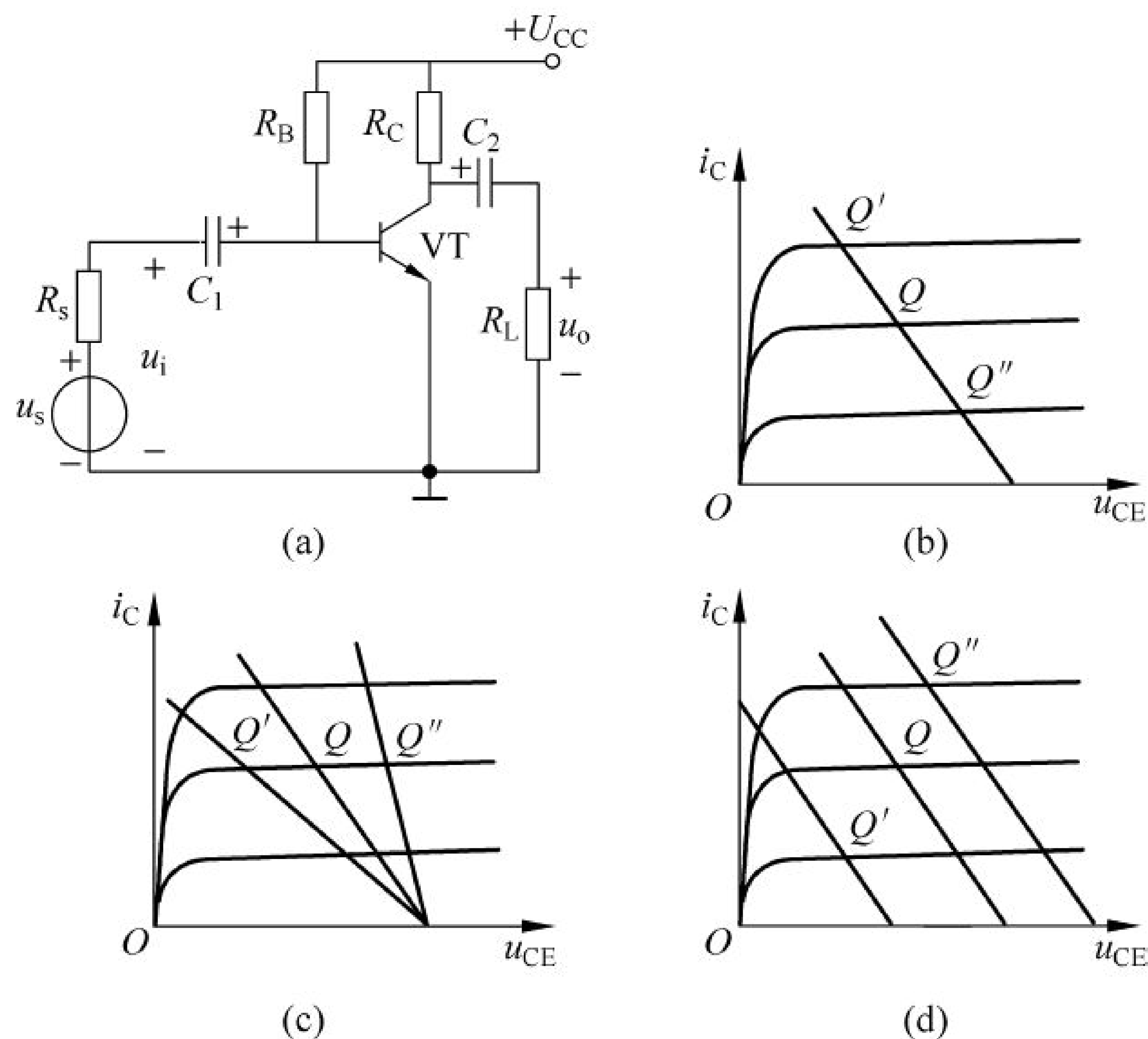


图 6.28　题 6-4 图

6-5　在图 6.29 所示电路中，稳压管 VS 用来为晶体管 VT 提供稳定的基极偏压。已知：$U_{CC}=12V$，$R_1=22\Omega$，$R_E=680\Omega$，VS 的稳定电压 $U_Z=7.5\Omega$，$I_{ZM}=50mA$，VT 为硅管，试求：

（1）晶体管的集电极电流 I_C；

（2）VS 所消耗的功率；

（3）若 VT 给定的工作电流 $I_C=2.5mA$，则 R_E 应为多大？

6-6　图 6.30 所示单管放大电路中，$\beta=80$，设晶体管发射结压降为 0.7V，求：

（1）静态工作点；

（2）电压放大倍数；

（3）放大电路的输入电阻；

（4）放大电路的输出电阻。

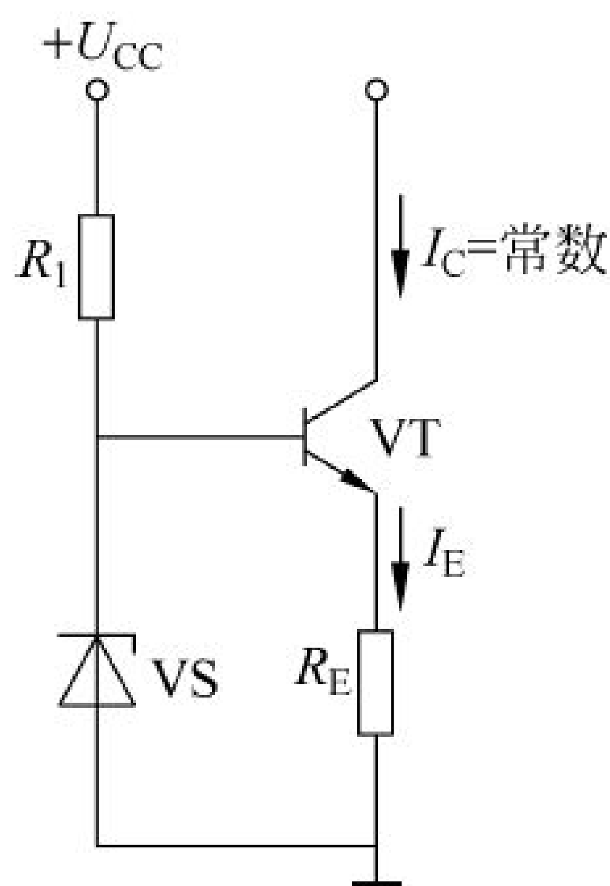


图 6.29　题 6-5 图

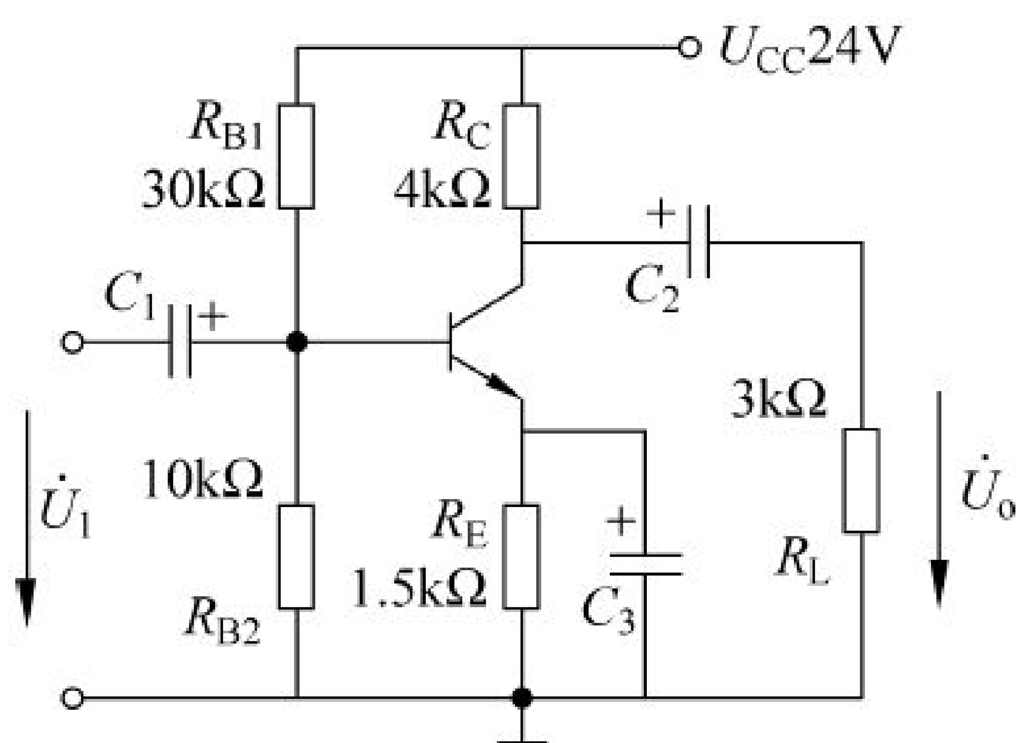


图 6.30　题 6-6 图

6-7 电路如图6.31所示,已知晶体管的$\beta=40$,其他参数见图,试求:

(1) $\dot{A}_u$、r_i及r_o;

(2) 欲使$U_o=460\text{mV}$,相应的U_i为何值?

(3) 若信号源内阻$R_s=1\text{k}\Omega$,欲使$U_o=460\text{mV}$时,U_s为何值?

6-8 在图6.32所示放大电路中,已知$U_{CC}=12\text{V}$,$R_B=300\text{k}\Omega$,$R_C=2\text{k}\Omega$,$R_L=5.1\text{k}\Omega$,$\overline{\beta}=\beta=60$。

(1) 画出微变等效电路;

(2) 分别计算R_L断开和接通时的电压放大倍数A_u;

(3) 计算输入电阻r_i和输出电阻r_o。

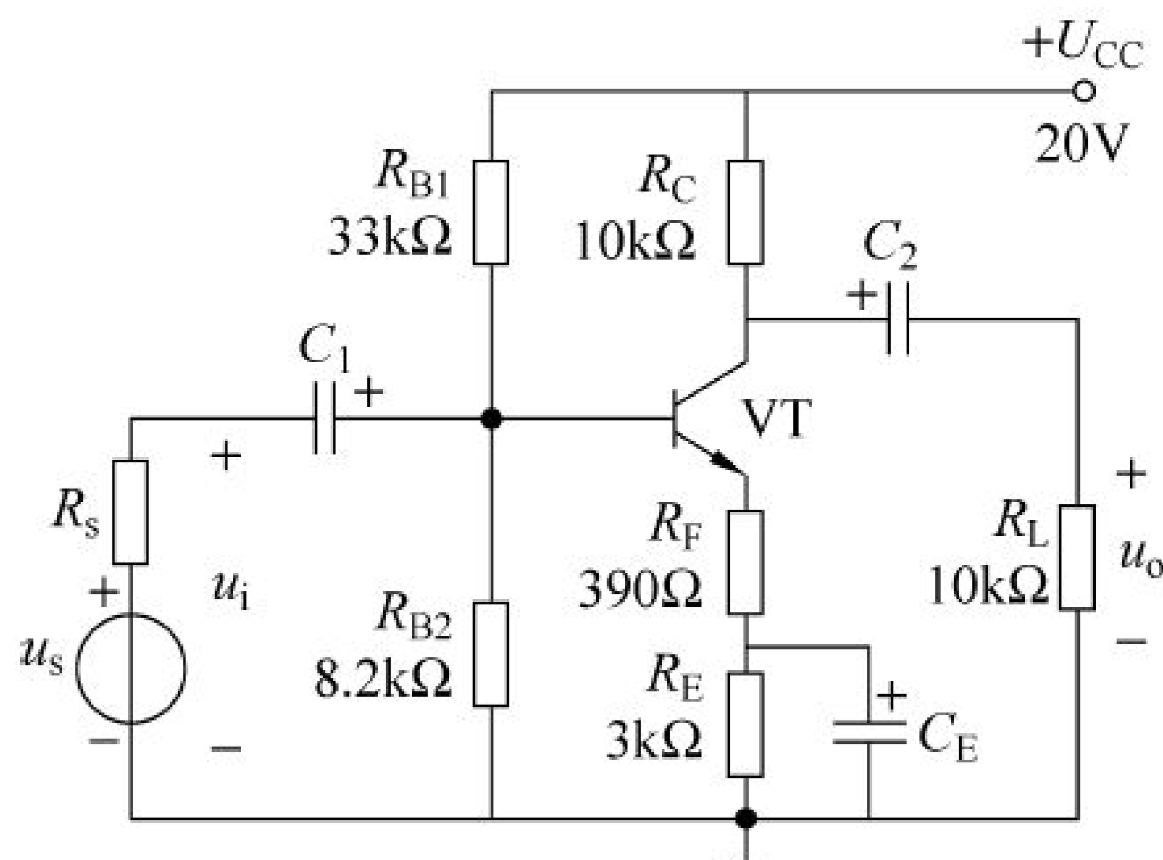


图6.31 题6-7图

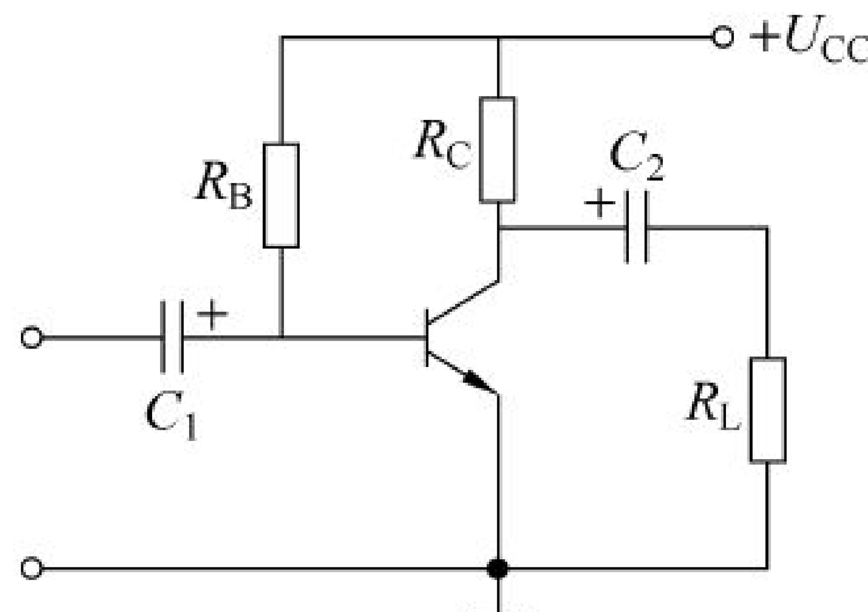


图6.32 题6-8图

6-9 某放大电路不带负载时,测得其开路电压$U_o'=1.5\text{V}$,而带上5.1kΩ负载电阻时,测得输出电压$U_o=1\text{V}$,问该放大电路的输出电阻为何值?

6-10 某放大电路若R_L从6kΩ变为3kΩ,输出电压U_o从3V变为2.4V,求输出电阻值;如果R_L断开,求输出电压值。

6-11 画出图6.33所示电路的微变等效电路,写出电压放大倍数$\dot{A}_{u1}=\frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i}$,$\dot{A}_{u2}=\frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_i}$的表达式。

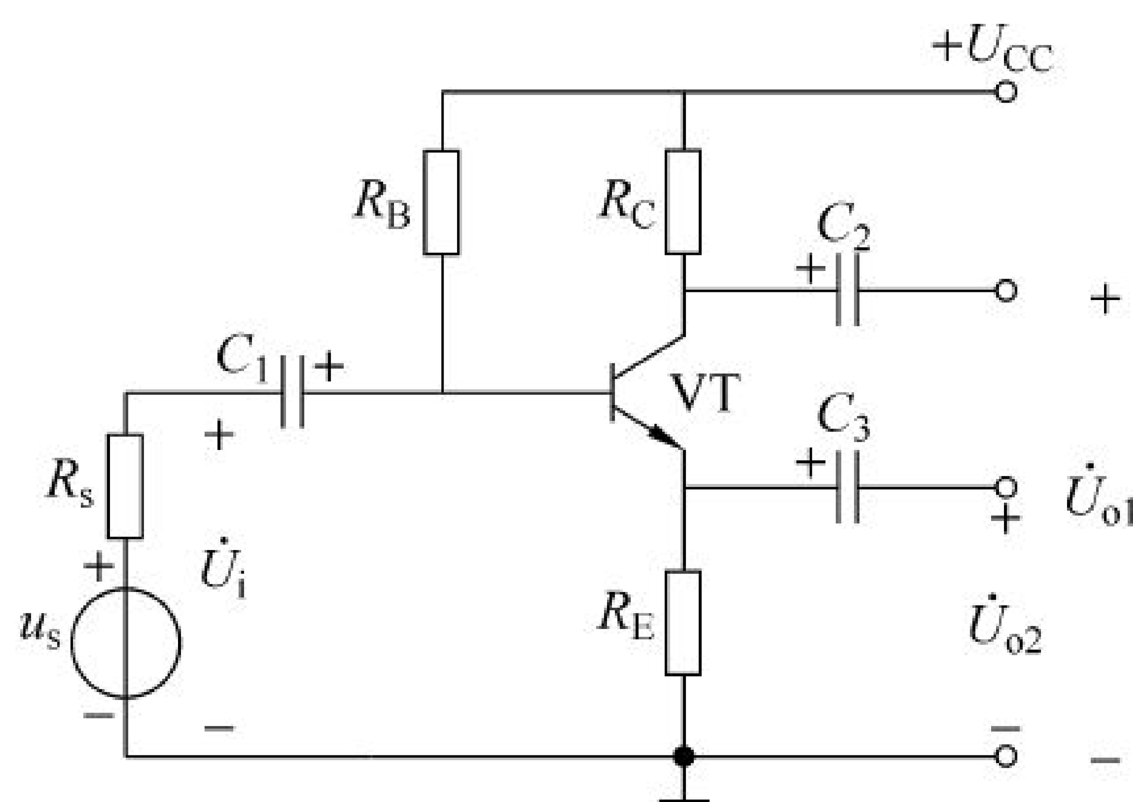


图6.33 题6-11图

自我测验题

(共100分,120分钟)

一、填空题(每空1分,共45分)

1. 基本放大电路包括________放大电路、________放大电路和________放大电路三种组态。

2. 工作在模拟电路中的晶体三极管处于________状态。

3. 放大电路应遵循的基本原则是:________结正偏,________结反偏。

4. 在由 NPN 管组成的共射极基本放大电路中，若输入信号为正弦波，用示波器观测其输出波形为，则判断为________失真，为改善这种失真应________ R_B 的值。

5. 在共射极基本放大电路中，E_C 的主要作用是________和________。

6. 共射极基本放大电路，如果其他参数不变，仅当 R_B 增大时，U_{CEQ}将________；仅当 R_C 减小时，U_{CEQ}将________；仅当负载 R_L 增大时，U_{CEQ}将________；仅当更换一只 β 较小的三极管时，U_{CEQ}将________；

7. 射极输出器具有________恒小于 1 但接近于 1，________和________同相，并具有________高和________低的特点。

8. 固定分压偏置电路，反馈电阻 R_E 不但能够对________信号产生________，起到稳定静态工作点的作用；同样可对________信号产生________，从而造成________下降过多。为了不使交流信号削弱，一般在 R_E 的两端________________。

9. 多级放大器的电压放大倍数等于各级电压放大倍数的________，输入电阻是________的输入电阻，输出电阻是________的输出电阻。

10. 在阻容耦合和直接耦合的放大电路中，既能放大直流信号，又能放大交流信号的是________耦合，只能放大交流信号的是________耦合，各级静态工作点互无牵连的是________耦合，受温度影响最严重的是________耦合。

11. 对放大电路来说，人们总是希望电路的输入电阻________越好，因为这可以减轻信号源的负荷。人们又希望放大电路的输出电阻越________越好，因为这可以提高放大电路的带负载能力。

12. 在典型的双端输入、双端输出的差动放大电路中，共模反馈电阻对________信号不起作用，对________信号有负反馈作用。

13. 放大电路有两种工作状态：当 $u_i = 0$ 时电路的状态称为________态；有交流信号 u_i 输入时，放大电路的工作状态称为________态。在________态情况下，晶体管各极电压、电流均包含________分量和________分量。

14. 电压放大器中的三极管通常工作在________状态下，功率放大器中的三极管通常工作在________参数情况下。功放电路不仅要求有足够大的________，而且要求电路中还要有足够大的________，以获取足够大的功率。

二、判断题（每小题 1 分，共 10 分）

1. 放大电路中的输入信号和输出信号的波形总是反相关系。（　　）
2. 在放大器中，晶体三极管的 β 越大，其电压放大倍数越大。（　　）
3. 共集电极放大电路和基本共射极放大电路分别接到同一个信号源上，其中共集电极电路获得的输入电流更大一些。（　　）
4. 固定分压式偏置放大电路是一种能够稳定静态工作点的放大电路。（　　）
5. 射极输出器的电压放大倍数等于 1，因此它在放大电路中作用不大。（　　）
6. 晶体管的电流放大倍数通常等于放大电路的电压放大倍数。（　　）
7. 微变等效电路分析法不能进行静态分析，也不能用于功放电路分析。（　　）
8. 共集电极放大电路的输入信号与输出信号，相位差为反相关系。（　　）
9. 基本共射极放大电路中，当把基极电阻 R_B增大时，将会出现饱和失真。（　　）

10. 共模信号和差模信号都是电路传输和放大的有用信号。 ( )

三、选择题(每小题2分,共20分)

1. 基本放大电路中,经过晶体管的信号是( )。

A. 直流量 B. 交流量 C. 交、直流混合量 D. 交、直流交替通过

2. 在共射极放大电路中,当输入信号正常时,由于静态工作点设置偏低,输出信号将产生( )。

A. 双向失真 B. 交越失真 C. 饱和失真 D. 截止失真

3. 多级直接耦合放大电路中,零点漂移最严重的是( )。

A. 输入级 B. 中间级

C. 输出极 D. 放大倍数最高的那一级

4. 某放大电路,不带负载时,测得其开路电压 $U'_o=1.5\text{V}$,而带上 5kΩ 的负载后,测得其输出电压 $U_o=1\text{V}$,则该放大电路的输出电阻为( )。

A. 7.5kΩ B. 5kΩ C. 2.5kΩ D. 0.5kΩ

5. 在固定偏置电路中,由于电阻选择不合适,出现了饱和失真。为了改善失真,正确的做法是( )。

A. 增加 R_B B. 减小 R_B C. 增加 R_C D. 减小 R_C

6. 对于典型差动放大电路,以下陈述正确的是( )。

A. 只能利用共模反馈电阻 R_E 克服零点漂移

B. 只能利用电路的对称性克服零点漂移

C. 既利用电路对称性,又利用 R_E 克服零点漂移

D. R_E 对差模信号的放大无影响

7. 三个放大器的主要性能如下:

	电压放大倍数	输入电阻	输出电阻
A	100	2kΩ	5kΩ
B	0.95	50kΩ	100Ω
C	20	1MΩ	5kΩ

要把它们串联起来接到内阻为 $R_s=100\text{k}\Omega$ 的信号源上,其输出用于驱动 $R_L=100\Omega$ 的负载,则输入级、中间级、输出级的顺序是( )。

A. ABC B. CAB C. BAC D. BCA

8. 图1电路所示,若 $U_{BE}=0.7\text{V}$,$\beta=50$,则三极管的工作状态为( )。

A. 放大状态 B. 饱和状态

C. 截止状态 D. 无法判断

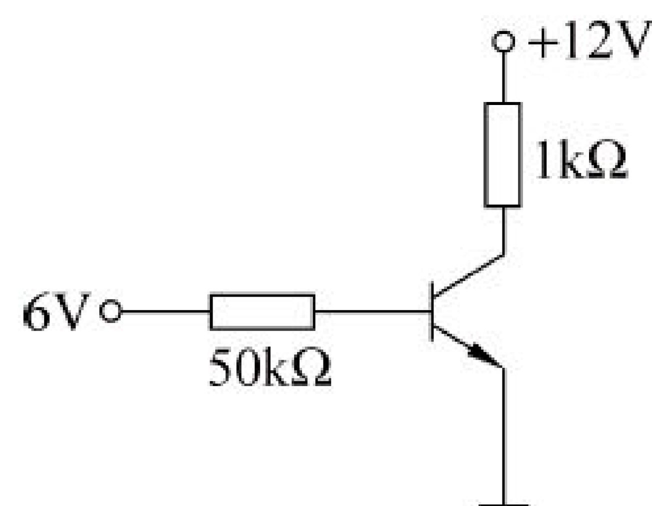


图 1

9. 放大电路的输入电阻大,下列说法正确的是( )。

A. 信号源负担轻 B. 信号源负担重

C. 带负载能力强 D. 带负载能力弱

10. 为增大输入电阻,且提高带负载能力,多级放大电路的反馈形式应为( )。

A. 电压串联负反馈 B. 电压并联负反馈

C. 电流串联负反馈 D. 电流并联负反馈

四、计算分析题(共 25 分)

1. 共射极基本放大电路如图 2(a)所示,已知 $U_{CC}=12V$,$R_C=3k\Omega$,$R_L=3k\Omega$,$R_B=240k\Omega$,晶体管的 $\beta=40$。(12 分)

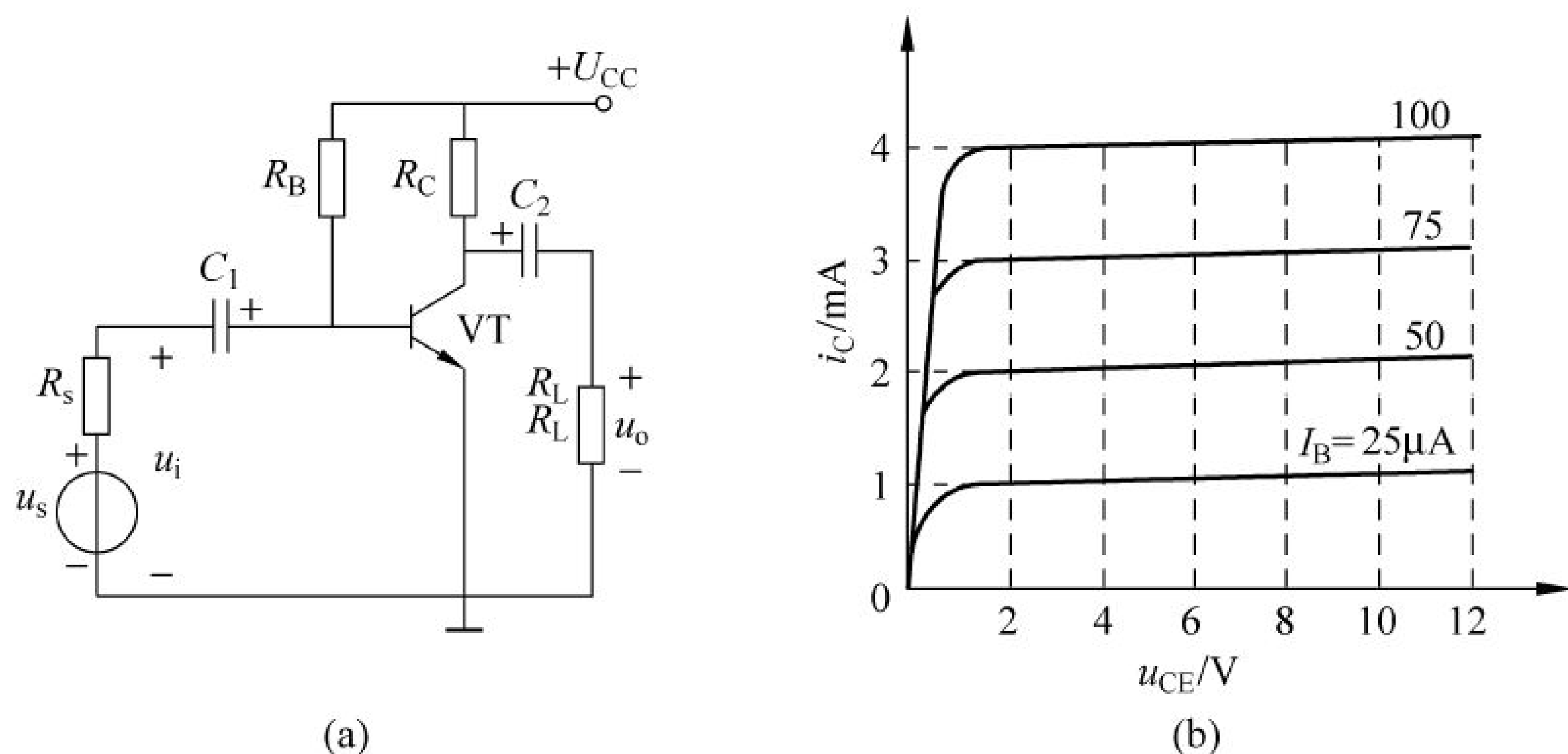


图　2

(1) 估算静态值 I_B、I_C 和 U_{CE};

(2) 如果晶体管的输出特性曲线如图 2(b)所示,试用图解法求放大电路的静态工作点;

(3) 画出微变等效电路;

(4) 求出 A_u、r_i 及 r_o。

2. 图 3 所示电路中,已知晶体管的 $\beta=50$,$U_{BE}=0.7V$。(13 分)

(1) U_B=____________________,

I_B=____________________,

I_C=____________________,

U_{CE}=____________________;

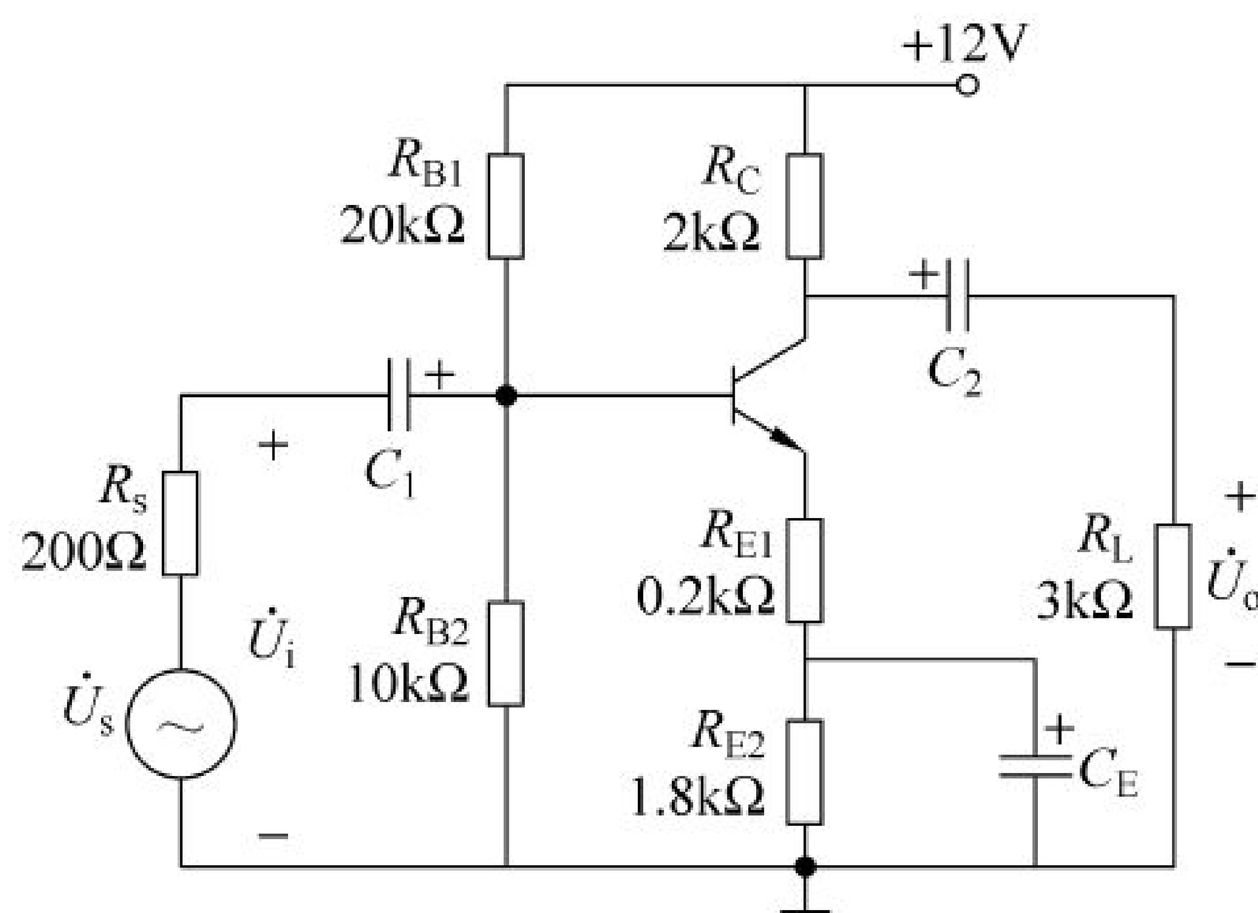


图　3

(2) 画微变等效电路;

(3) 三极管输入电阻 r_{be}=________________,电压放大倍数 $\dot{A}_u$=________________,放大器的输入电阻 r_i=________________,放大器的输出电阻 r_o=________________;

(4) 考虑信号源内阻时,$\dot{A}_{us}$=____________________;

若要使 $U_o=460mV$,U_s=____________________。

第 7 章

集成运算放大器

学习要求：通过本章的学习，要求学习者应达到如下目标：

(1) 了解直流放大电路与零点漂移的概念，理解差动放大电路的基本工作原理。了解集成运算放大器的基本组成。

(2) 理解集成运算放大器在线性工作区的特点。掌握由集成运算放大器组成的基本单元运算电路，并会分析一些集成运算放大器电路的运算关系。

(3) 理解集成运算放大器在非线性工作区的特点。掌握单门限电压比较器的工作原理与分析方法。

(4) 理解反馈的概念，了解负反馈对放大电路性能的影响。

7.1 直接耦合放大电路与差动放大电路

7.1.1 直接耦合放大电路

运算放大器是一种高放大倍数的多级直接耦合放大电路。多级直接耦合放大器的级间耦合方式是用导线直接相连，而不采用耦合电容。这样不但可以放大交流信号，而且也可以放大频率很低或缓慢变化的信号。

与阻容耦合放大器相比较，直接耦合放大电路存在着一个特殊的问题，那就是零点漂移。

一个多级的直接耦合放大器，当输入信号为零时，其输出电压应保持恒定。但实际的直接耦合放大器，输入端短路($u_i=0$)后，输出电压会偏离原来的起始值作上下漂动。这种现象称为零点漂移(简称零漂)。

当放大电路输入信号后，这种漂移就伴随着信号共存于放大电路中，两者都在缓慢地变动着，一真一假，相互纠缠在一起，难于分辨，导致放大电路不能正常工作。因此，必须查明产生漂移的原因，并采取相应的抑制漂移的措施。

产生零漂的原因很多，如晶体管的参数(I_{CEO}、U_{BE}、β)随温度变化、电路元件参数变化及电源电压波动等都会引起放大器静态工作点缓慢变化，使输出端的电压相应地波动。在上述原因中，温度的影响最为严重，由它造成的零点漂移称为温漂。

那么如何抑制零点漂移呢？对于电路元件变化、电源电压变化所引起的零点漂移是比较好解决的。但是由温度引起的零点漂移则只有采用新的放大电路来解决。这样一来，差

动放大电路就应运而生了。由于差动放大电路是抑制零点漂移的最有效的电路，因此在直流放大电路和集成运算放大器中被广泛采用。

7.1.2　差动放大电路

差动放大电路如图 7.1 所示，它是由两个晶体管组成一级放大电路。整个电路左右两边对称，即两个晶体管的特性一致，对应元件的参数完全相同。输入信号由两管基极加入（称为双端输入），输出信号取自两管集电极之间（称为双端输出）。静态时，$u_{i1}=u_{i2}=0$。由于左右两边对称，有 $I_{C1}=I_{C2}$，$U_{C1}=U_{C2}$，故输出端电压 $u_o=U_{C1}-U_{C2}=0$。

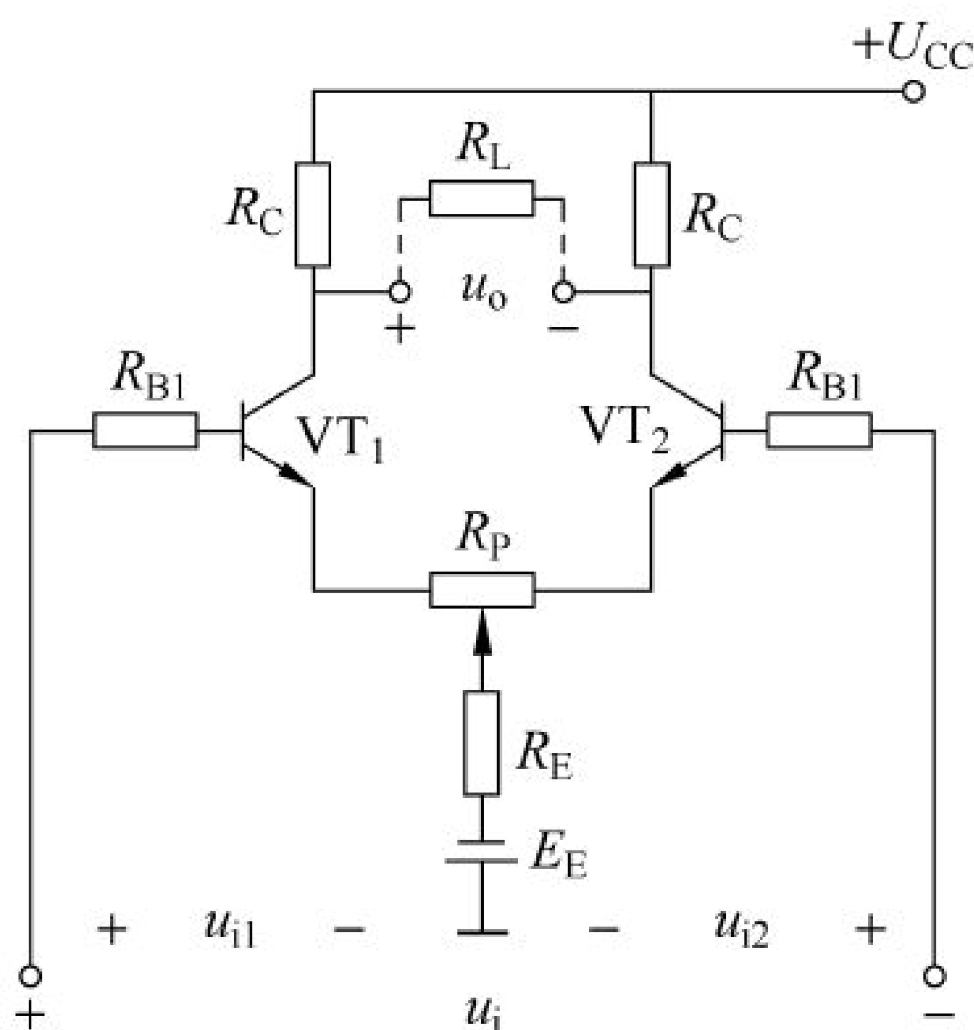


图 7.1　差动放大电路

1. 工作原理

当有信号输入时，其工作原理可分下列几种情况讨论。

(1) 差模输入

两个输入电压的大小相等，极性相反，即 $u_{i1}=-u_{i2}$，这样的一对信号称为差模信号，其输入称为差模输入。设 u_{i1} 增加，u_{i2} 减少，则电路中各处电流、电压为：VT_1 管集电极电流增加，VT_2 管集电极电流等量地减少，这使得 VT_1 管集电极电位下降（即 u_{o1} 下降），VT_2 管集电极电位等量升高（即 u_{o2} 上升），则两管集电极之间的输出电压为两管各自输出电压的两倍。这时整个电路的差模电压放大倍数为

$$A_d=\frac{u_o}{u_i}=\frac{u_{o1}-u_{o2}}{u_{i1}-u_{i2}}=\frac{2u_{o1}}{2u_{i1}}=A_{d1}$$

这说明差动放大电路的电压放大倍数与单边电路的电压放大倍数相同。

有时负载要求一端接地，输出电压就需要从某一侧晶体管的集电极与地之间取出（称为单端输出）。这时有

$$A_d=\frac{u_{o1}}{u_i}=\frac{u_{o1}}{2u_{i1}}=\frac{1}{2}A_{d1}$$

可见单端输出时，电路的差模电压放大倍数，只有双端输出的一半。

综合上述分析可知，无论是双端输出，还是单端输出的差动放大电路，对差模信号都有放大作用。

(2) 共模输入

两个输入电压的大小相等，极性相同，即 $u_{i1}=u_{i2}$，这样的一对信号称为共模信号，其输入称为共模输入。在共模信号的作用下，两个晶体管的集电极电流变化相同，集电极电位变化也相同，因此输出电压 $u_o=u_{o1}-u_{o2}=0$。这表明双端输出的差动放大电路对共模信号没有放大作用，其共模电压放大倍数 $A_c=\frac{u_o}{u_i}=0$。

这种电路对共模信号的不放大，就是对零点漂移的抑制。因为由温度变化等因素所造成的两边晶体管集电极的单侧漂移是相同的，因而折合到两输入端的等效漂移电压也相同，就相当于给放大电路加了一对共模信号。所以差动放大电路能抑制零点漂移。

(3) 差动输入

两个输入端的电压信号既非差模,又非共模。它们的大小和相位是任意的,这种输入称为差动输入。

可以证明,这种情况下输出电压为

$$u_o = A_d(u_{i1} - u_{i2})$$

这就是差动放大电路输出电压与输入电压的一般关系式,也称为差值特性。它表明差动放大电路只放大两任意输入信号的差值,实际就是输入信号中的差模成分。差动放大电路就是由此而得名的。

综上所述,一个差动放大电路对有用的差模信号能放大;对共模信号不放大,能抑制。为了全面衡量差模放大电路放大差模信号和抑制共模信号的能力,引入共模抑制比 K_{CMR} 来表征,即

$$K_{CMR} = \frac{差模电压放大倍数\ A_d}{共模电压放大倍数\ A_c} \tag{7.1}$$

其值越大,说明差动放大电路放大差模信号的能力越强,而受共模干扰的影响越小。在理想情况下,$A_c = 0$ 时,$K_{CMR} \to \infty$。

2. 几个元件的作用

(1) 调零电位器 R_P

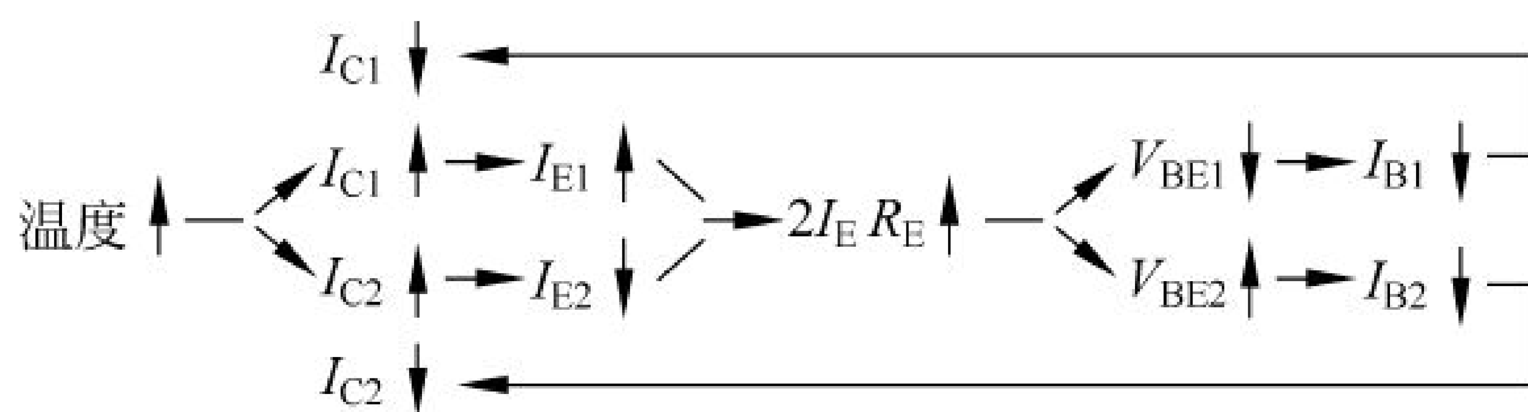
由于差动放大电路不可能绝对对称,所以当输入电压为零时,输出电压不一定为零。这时可以通过调节 R_P 来改变两边晶体管的工作状态,达到使输出电压为零。R_P 电阻值不宜过大,一般在几十欧到几百欧之间。

(2) 共模反馈电阻 R_E

由于完全对称的理想情况并不存在,所以单靠电路的对称性来抑制零点漂移是有限的。再加上如果采用单端输出,这种输出方式的本身就严重破坏了电路的对称性,漂移则根本无法抑制。为此在电路中加入了一个电阻 R_E。

R_E 对差模信号的放大作用毫无影响。因为差模信号的作用是使两边晶体管中的集电极电流产生等值异向的变化,流经 R_E 时,使其上的电压为零,对差模信号相当于短路,故不影响差模电压放大倍数 A_d。

反之,R_E 对共模信号有强烈的负反馈作用,因而也能进一步抑制零点漂移。因为共模信号的作用,使两边晶体管的集电极电流产生等值同向的变化,将有两倍于单管发射极电流流经 R_E 产生电压降,反过来对每一边晶体管都产生强烈的负反馈作用。若假设温度增高,则 R_E 的抑制漂移过程如下:



(3) 负电源 U_{EE}(即 E_E)

从上面分析可知:R_E 越大,抑制零点漂移的作用越明显。但 R_E 过大,将影响静态工作

点。为此,引入负电源 U_{EE} 来补偿 R_E 上的直流压降,从而保证两管有合适的静态工作点。另外,正、负电源的配合还可使两边晶体管基极电位为零,从而扩大了输入信号的范围。

差动放大电路有两个输入端和两个输出端,信号的输入可以加在双端之间,也可以加在单端和地之间;信号的输出可以取自双端之间,也可以取自单端和地之间。因此在信号的输入、输出方式上就有四种形式,即双端输入、双端输出;双端输入、单端输出;单端输入、双端输出;单端输入、单端输出。差动放大电路的四种输入/输出方式在具体应用时,可根据需要灵活选择。

7.2　集成运算放大器简介

利用半导体集成制造技术,把一个由晶体管、二极管、电阻、电容等分立元件组成的运算放大器集中制造在一个半导体芯片上,并进行封装、引出功能引脚后便形成集成运算放大器,简称集成运算放大器。

7.2.1　集成运算放大器的电路构成简单介绍

集成运算放大器的封装外形通常有 3 种,即扁平式、圆壳式和双列直插式。

图 7.2(a)所示为最通用的 μA741 集成运算放大器的管脚图,图 7.2(b)为集成运算放大器的符号图。

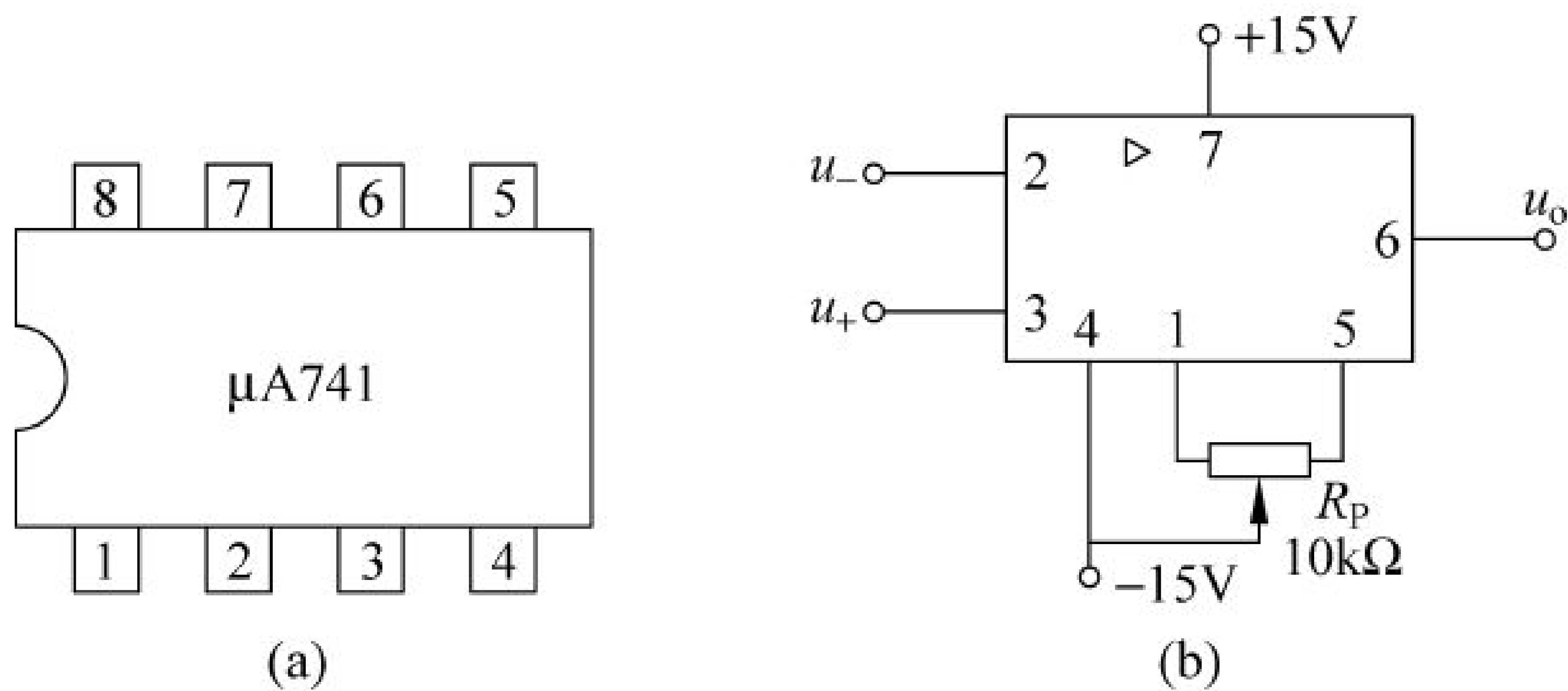


图 7.2　μA741 管脚图及符号图

集成运算放大器的内部电路一般由输入级、中间级、输出级和偏置电路四个基本环节组成。图 7.3 所示为电路结构框图。

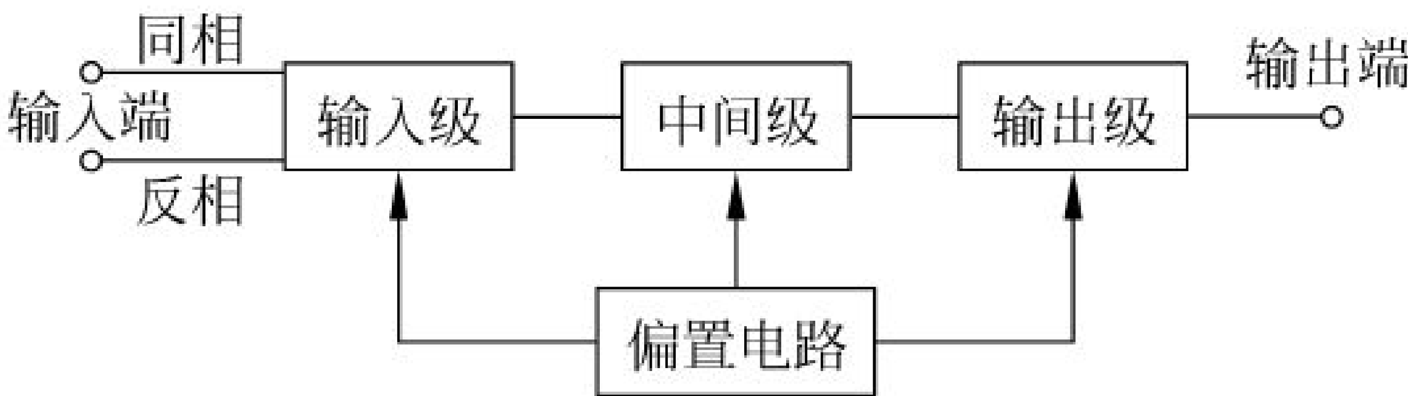


图 7.3　集成运算放大器电路的结构框图

为使运算放大器有较高的输入电阻及很强的抑制零点漂移的能力,输入级都采用差动放大电路,由晶体管或场效应管(输入电阻极高)组成。输入级有两个输入端:同相端输入

信号时,输出信号与输入信号同相或同极性;反相端输入时,输出信号与其反相或极性相反。

运算放大器的高开环电压放大倍($A_u \approx 10^4 \sim 10^7$)主要由中间放大级提供,一般由共发射极接法组成多级直接耦合放大电路。

一般要求运算放大器的输出级有较低的输出电阻,较强的带负载能力,以提供足够大的输出电压和输出电流。一般由互补对称功率放大电路组成大信号放大器。

偏置电路为上述各级放大电路提供合适而又稳定的偏置电流,一般都由各种晶体管恒流源电路构成。

下面介绍集成运算放大器的引脚和辨认方法。

辨认圆形外壳封装元件的引脚时,应将引脚朝上,先找到外壳突出处的引脚,如F741为空脚8,其他引脚则按顺时针方向顺序排列。

辨认双列直插式元件的引脚时,应将元件正面放置,即引脚朝下,正面的半圆记号应在左侧,从左下角开始,各引脚按逆时针方向顺序排列。

7.2.2 集成运算放大器的主要技术指标

和分立元件一样,运算放大器的性能也可用一些技术参数表示,因此,若要合理选用和正确使用运算放大器,必须了解各主要技术参数的意义。

1. 输入失调电压 U_{io}(或称输入补偿电压)

理想的运算放大器,当输入为零时(指同相和反相输入端同时接地,即 $u_+ = u_- = 0$),输出电压应该为零。但由于工艺等原因造成元件参数不对称,当运算放大器输入为零时,输出并不为零。通常用失调电压来反映这种不对称程度。若输入端加入补偿电压,使输出为零,这个补偿电压就是失调电压,一般为几毫伏。显然,此数值越小越好。F007的输入失调电压约为2~10mV。

2. 输入失调电流 I_{io}(或称输入补偿电流)

输入电压为零时,流入放大器两个输入端的静态基极电流之差,称为输入失调电流,即 $I_{io} = I_{B_+} - I_{B_-}$。由于信号源有内阻,$I_{io}$会使输出电压不等于零而破坏放大器的平衡。因此,希望输入失调电流 I_{io}越小越好,一般是几十纳安(nA)(1nA=$10^{-3}\mu$A)。

3. 输入偏置电流 I_{iB}

输入电压为零时,两个输入端静态电流的平均值称为输入偏置电流,即 $I_{iB} = \dfrac{I_{B_+} + I_{B_-}}{2}$。$I_{iB}$越小,由信号源内阻变化而引起的输出电压的变化也越小,所以它也是一个重要指标。I_{iB}一般在几百纳安。

4. 开环差模电压放大倍数 A_{uo}

开环差模电压放大倍数 A_{uo}是运算放大器在没有外接反馈电路时本身的差模直流电压

放大倍数，即 $A_{uo}=\frac{\Delta U_o}{\Delta(U_+-U_-)}$。$A_{uo}$越高，所构成的运算放大器电路越稳定，运算精度也越高。A_{uo}一般为 $10^4\sim10^7$ 或 80～140dB。

5. 最大输出电压 U_{opp}（或称输出峰-峰电压）

最大输出电压是指输出不失真时的最大输出电压值。μA741 的 U_{opp}约为±12V。

6. 最大共模输入电压 U_{iCM}

一般情况下，差动式运算放大器允许加入共模输入电压。由于差动输入级对共模信号有抑制作用，因此，共模输入使运算放大器的输出基本上不受其影响。但是抑制共模信号的作用是在一定的共模电压范围内才具有，如超出此范围，将使运算放大器内部管子工作在不正常状态（处于饱和或截止），抑制能力显著下降，甚至造成器件损坏。μA741 的 U_{iCM}约为±12V。

7. 共模抑制比 K_{CMR}

集成运算放大器开环差模电压放大倍数与开环共模电压放大倍数之比就是集成运算放大器的共模抑制比 K_{CMR}，常用分贝表示。μA741 的 K_{CMR}约为 80dB。

7.2.3　运算放大器的电压传输特性

运算放大器的输出电压 u_o 与输入电压 u_i 之间的关系称为运算放大器的电压传输特性，即

$$u_o=f(u_i)$$

电压传输特性曲线如图 7.4(a)所示。

传输特性曲线分为线性区和非线性区两部分。当运算放大器工作在线性区时，即 $u_i<|U_{im}|$，u_o 与 u_i 之间是线性关系

$$u_o=A_{uo}u_i \tag{7.2}$$

由于 A_{uo}很大，开环的线性范围非常小。要使运算放大器在大信号下也能正常工作，必须在电路中引入深度负反馈。

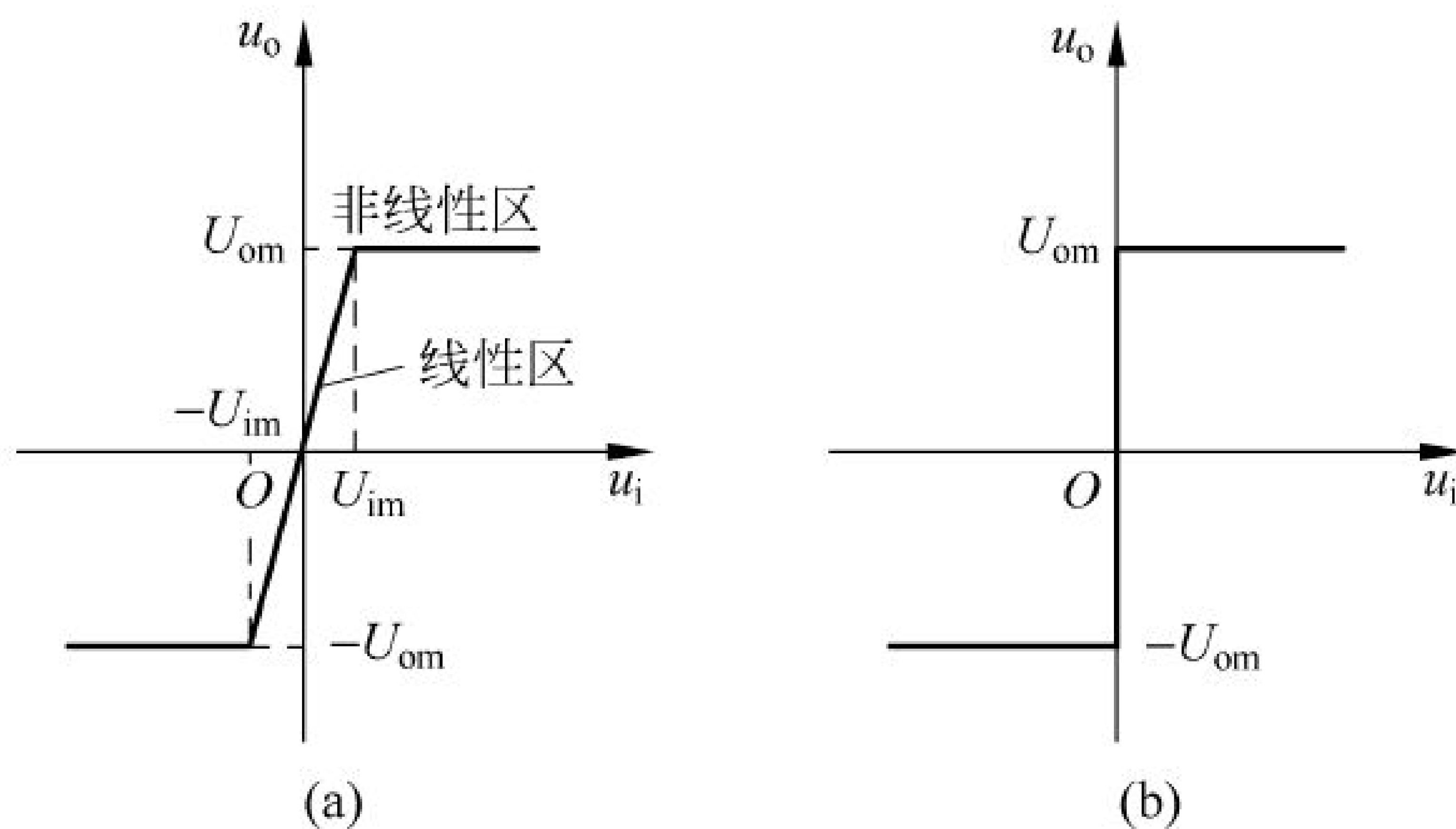


图 7.4　运算放大器的电压传输特性

(a) 实际运算放大器的传输特性；(b) 理想运算放大器的传输特性

当 $u_i > |U_{im}|$ 时,运算放大器工作在饱和区,即非线性区

$u_i > U_{im}$ 时

$$u_o = U_{om} \tag{7.3}$$

$u_i < -U_{im}$ 时

$$u_o = -U_{om} \tag{7.4}$$

式中,$\pm U_{om}$ 为输出电压饱和值,略低于正负电源电压(大约低2V)。

当运算放大器为理想运算放大器时,其电压传输特性如图7.4(b)所示。由于开环放大倍数 $A_{uo} \to \infty$,所以输入电压 $u_i = 0$ 时,输出电压 u_o 发生"跃变",即理想运算放大器不存在线性区,当输入电压过零时,输出电压从 $-U_{om}$ 跳变至 $+U_{om}$,或从 $+U_{om}$ 跳变到 $-U_{om}$。

7.2.4 运算放大器的理想化模型

在分析运算放大器的应用电路时,如果将实际运算放大器理想化,会使分析和计算大大简化。运算放大器的理想化模型实际上是一组理想化的参数:

开环电压放大倍数 $A_{uo} \to \infty$。

开环差模输入电阻 $r_{id} \to \infty$。

开环输出电阻 $r_o \to 0$。

共模抑制比 $K_{CMR} \to \infty$。

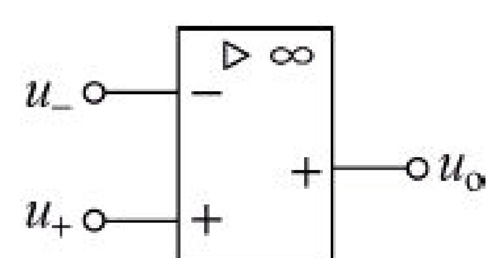


图7.5 集成运算放大器图形符号

图7.5表示理想集成运算放大器的简化图形符号,标着"+"的是同相输入端 u_+ 和输出端 u_o,标着"−"的是反相输入端 u_-。"∞"表示开环放大倍数的理想化条件。

实际的运算放大器的技术指标都是有限值,理想化后必然带来误差,但误差并不大,在工程设计和计算时是允许的,故在以后的分析中均采用以上条件。

根据理想运算放大器的上述特性,可得到以下三个基本特点:

(1) 由于理想运算放大器的差模输入电阻 $r_{id} = \infty$,所以理想运算放大器的输入电流为零,即

$$i_+ = i_- = 0 \tag{7.5}$$

输入电流为零,与断路相类似,但并没真的断路,故称为"虚断路",简称"虚断"。

(2) 当理想运算放大器工作在线性区时,由于其开环电压放大倍数 $A_{uo} \to \infty$,而输出电压 u_o 是一个介于($-U_{om} \sim +U_{om}$)之间的有限值,故由式(7.2)可知

$$u_+ - u_- = \frac{u_o}{A_{uo}} = 0$$

即得

$$u_+ = u_- \tag{7.6}$$

两个输入端之间的电位近似相等,可以看成短路,但并未真的短路,故称为"虚短路",简称"虚短"。特别是当同相输入端接地时,反相输入端可以看成是"虚地"。

(3) 当 $u_+ \neq u_-$ 时,理想运算放大器工作在饱和区,又称非线性区,由图7.4(b)可见:当 $u_+ > u_-$ 时,$u_o = +U_{om}$;当 $u_+ < u_-$ 时,$u_o = -U_{om}$。

7.3　集成运算放大器在信号运算电路中的应用

如前所述，当运算放大器工作在线性区时，输出电压和输入电压满足式(7.2)的线性关系。由于运算放大器的开环电压放大倍数A_{uo}非常高，即使输入毫伏级以下的信号，也足以使输出电压达到饱和。另外，由于干扰使工作难于稳定，所以要使运算放大器工作在线性区，通常要引入深度电压负反馈。

运算放大器能对输入信号进行比例、加、减、积分和微分、对数与反对数以及乘除等运算。下面介绍几种简单的运算电路。

1. 比例运算电路

比例运算电路，根据输入方式的不同，分为反相比例运算电路和同相比例运算电路。

(1) 反相比例运算电路

图7.6所示是反相比例运算电路。输入信号u_i经电阻R_1加到反相输入端，同相输入端经R_2接地，R_f为反馈电阻。

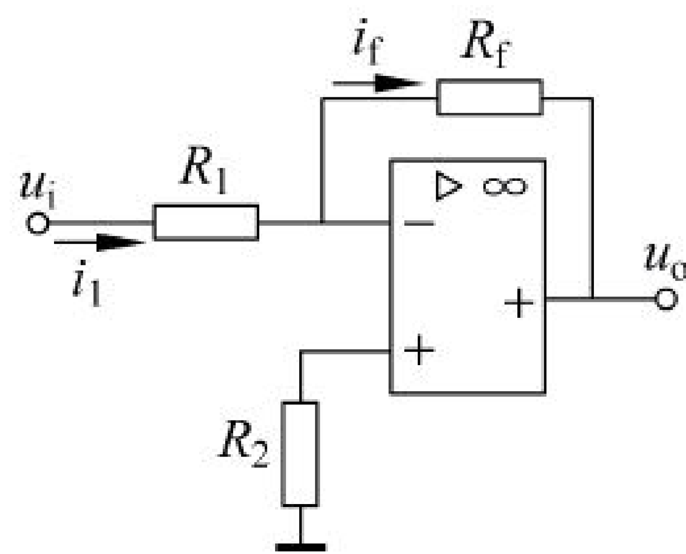


图7.6　反相比例运算电路

下面分析该电路的运算关系。根据虚断，R_2上无信号压降，$u_+=0$；又根据虚短，则$u_-=u_+=0$，因此反相端的电位等于地电位，可把它看成与地相接，但又不是真的接地，故称为虚地。

由于反相端虚地，则

$$i_1=\frac{u_i-0}{R_1}=\frac{u_i}{R_1},\quad i_f=\frac{0-u_o}{R_f}=\frac{u_o}{R_f}$$

又因为虚断，则$i_i=i_f$，故有

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=-\frac{R_f}{R_1}\tag{7.7}$$

上式表明，当反相输入的运算放大器A_{uo}足够大时，整个电路的闭环电压放大倍数A_{uf}仅由外接电阻之比R_f/R_1来决定，而与运算放大器本身的A_{uo}无关，只要阻值R_f、R_1足够精确与稳定，输出电压与输入电压的比例关系也就足够精确与稳定。式中的负号表示u_o与u_i反相。当$R_1=R_f$时，$u_o=-u_i$，该电路就构成了反相器或称反号器。

图7.6中的R_2为平衡电阻。在运算放大器的实际应用中，为了保证其输入级差放的两个输入端的外接电路结构对称，同相端并不直接接地，而是通过平衡电阻接地。图中的$R_2=R_1/\!/R_f$。

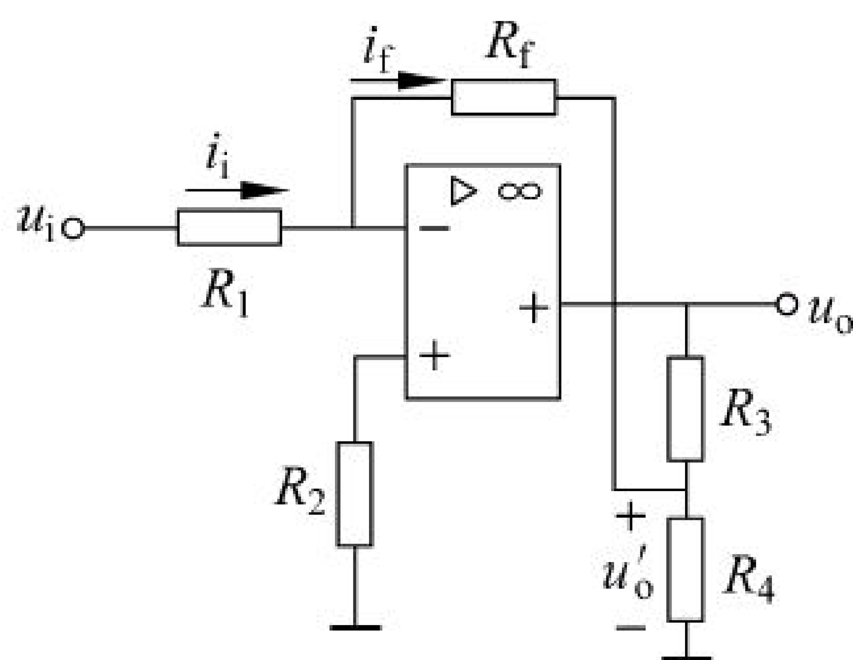


图7.7　例7.1图

【例7.1】 在图7.7所示电路中，设$R_f\gg R_4$，求闭环电压放大倍数A_{uf}。

解： 因为$R_f\gg R_4$，R_f在输出回路的分流作用可忽略，即

$$u_o'=\frac{R_4}{R_3+R_4}u_o$$

根据虚地，$u_-\approx0$，则

$$i_1=\frac{u_i}{R_1},\quad i_f=\frac{u_o'}{R_f}=-\frac{1}{R_f}\frac{R_4}{R_3+R_4}u_o$$

根据虚断有 $i_1=i_f$,所以

$$\frac{u_i}{R_1}=-\frac{u_o}{R_f}\frac{R_4}{R_3+R_4}$$

则

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=-\frac{R_f}{R_1}\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)$$

若取 $R_1=R_f$,则有

$$A_{uf}=-\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)$$

平衡电阻为

$$R_2\approx R_1 /\!/ R_f$$

这个电路的特点是:在 R_1 和 R_f 固定不变时,通过调节 R_3/R_4,就能方便地调整输出电压 u_o 与 u_i 输入电压 u_i 的比例,而不必重新变更平衡电阻 R_2 的阻值。

(2) 同相比例运算电路

图7.8所示是同相比例运算电路。信号 u_i 由同相端输入,反相输入端通过电阻 R_1 接地,R_f 是反馈电阻。

根据虚断有

$$u_+=u_i,\quad u_-=\frac{R_1}{R_1+R_f}u_o$$

根据虚短,$u_+=u_-$,所以

$$u_i=\frac{R_1}{R_1+R_f}u_o$$

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=\frac{R_1+R_f}{R_1}=1+\frac{R_f}{R_1} \tag{7.8}$$

这说明输出电压与输入电压成比例且相位相同,电压放大倍数≥1,这是与反相比例运算电路所不同的。

同前所述,为使平衡,应使电阻 $R_2=R_1/\!/R_f$。

式(7.8)中,当 $R_1=\infty$(开路)或 $R_f=0$(短路)时,$\frac{R_1+R_f}{R_1}=1$,则有

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=1$$

显然,输出电压跟随着输入电压作相同变化,故称其为电压跟随器,或称同号器,如图7.9所示。电压跟随器的电压放大倍数接近于1,这与射极跟随器相似,它的输入电阻非常高,输出电阻又非常低,这是普通射极跟随器所难以达到的,其性能更接近于理想的电压跟随器,在电路中常用作隔离电路。

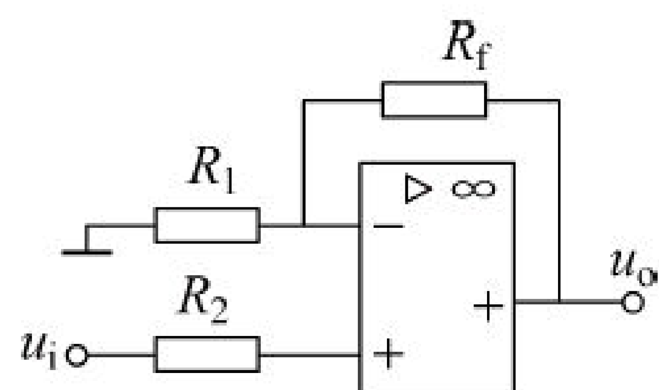


图7.8 同相比例运算电路

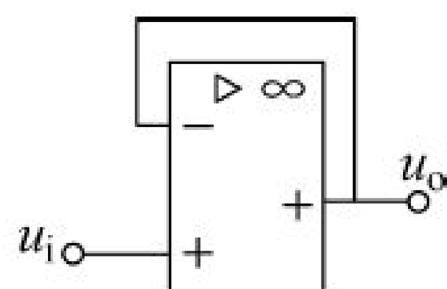


图7.9 电压跟随器原理图

【例 7.2】 在图 7.10 所示的电路中，试写出通过负载电阻 R_L 的电流 i_L 与输入信号 u_i 之间的关系式。

解：由图 7.10 可以写出关系式

$$i_L = i_1 = -\frac{u_-}{R_1} = -\frac{u_+}{R_1} = -\frac{u_i}{R_1}$$

这一关系式说明，通过负载电阻的电流 i_L 的大小与负载电阻 R_L 无关，只要 u_i 和 R_1 恒定，负载中的电流 i_L 就恒定。图 7.10 的电路是负载浮地的电压-电流转换器电路。

2. 加法运算电路

图 7.11 所示是反相输入方式的加法运算电路。信号电压均通过电阻接在电路的反相输入端。

由于反相端虚地，可得

$$i_1 = \frac{u_{i1}}{R_{11}},\quad i_2 = \frac{u_{i2}}{R_{12}},\quad i_3 = \frac{u_{i3}}{R_{13}},\quad i_f = -\frac{u_o}{R_f}$$

而

$$i_f = i_1 + i_2 + i_3$$

故有

$$u_o = -\left(\frac{R_f}{R_{11}}u_{i1} + \frac{R_f}{R_{12}}u_{i2} + \frac{R_f}{R_{13}}u_{i3}\right) \tag{7.9}$$

图中的平衡电阻 $R_2 = R_{11} /\!/ R_{12} /\!/ R_{13} /\!/ R_f$，当 $R_{11} = R_{12} = R_{13} = R_f$ 时，上式为

$$u_o = -(u_{i1} + u_{i2} + u_{i3})$$

若在后面再接一级反相器，就可消去负号，实现几个信号的代数相加。

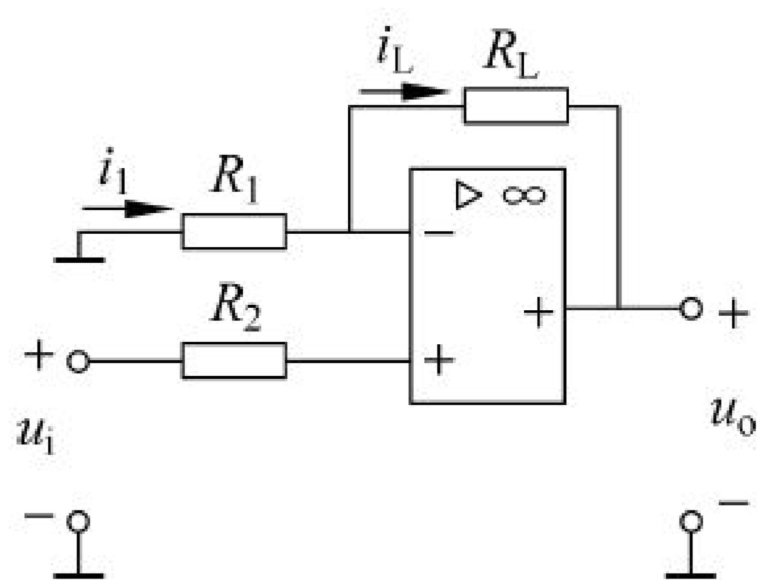


图 7.10　例 7.2 图

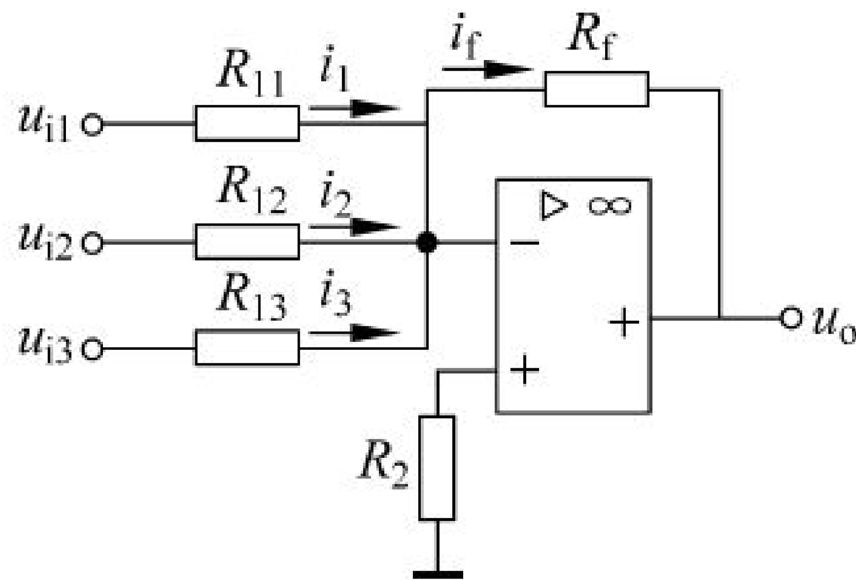


图 7.11　反相输入加法运算电路

【例 7.3】 图 7.12 所示为同相输入的加法运算电路。试用叠加原理求证该电路的运算关系为

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)(R_{11} /\!/ R_{12})\left(\frac{u_{i1}}{R_{11}} + \frac{u_{i2}}{R_{12}}\right)$$

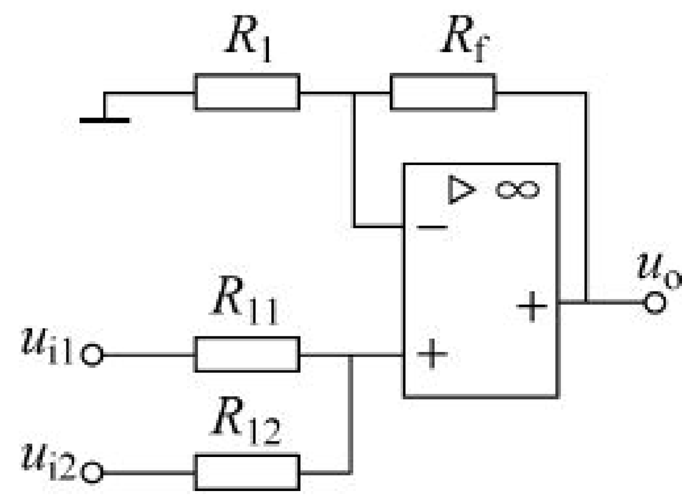


图 7.12　同相加法运算电路

解：利用叠加原理，设 u_{i1} 单独作用（这时 $u_{i2}=0$），有

$$u'_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \times \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} u_{i1}$$

设 u_{i2} 单独作用（这里 $u_{i1}=0$），有

$$u''_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \times \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} u_{i2}$$

所以输出电压 u_o 为

$$u_o=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)\left(\frac{R_{12}}{R_{11}+R_{12}}u_{i1}+\frac{R_{11}}{R_{11}+R_{12}}u_{i2}\right)$$
$$=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)(R_{11}\ /\!/\ R_{12})\left(\frac{u_{i1}}{R_{11}}+\frac{u_{i2}}{R_{12}}\right)$$

若 $R_{11}=R_{12}=R_{13}=R_f$,则

$$u_o=u_{i1}+u_{i2}$$

实现了加法运算。

为做到电路对称,各电阻应满足 $R_1/\!/R_f=R_{11}/\!/R_{12}$。

3. 减法运算电路(差动运算电路)

前述的运算电路,信号电压都是从运算放大器的单端输入的。如果两个输入端都有信号,则为差动输入。差动输入电路如图 7.13 所示。

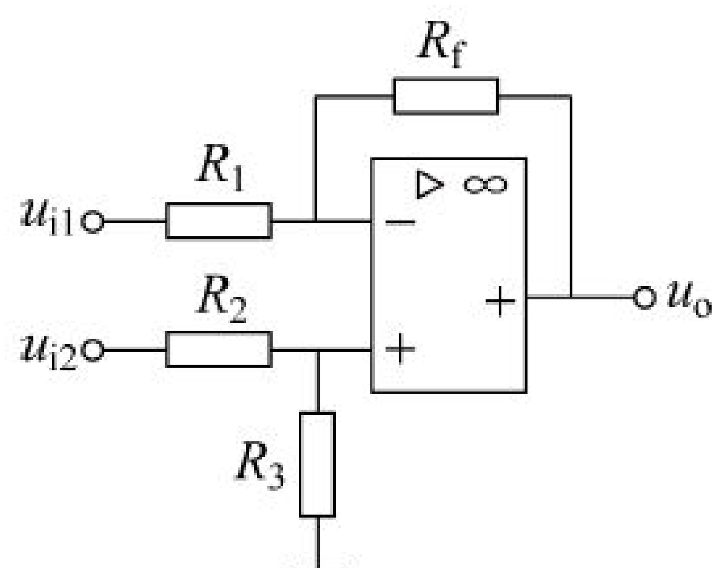


图 7.13 差动输入运算电路

差动输入运算电路可以看作是反相输入与同相输入比例运算电路的组合。在线性工作条件下,可以用叠加原理来分析该电路的运算关系。

当 u_{i1} 单独作用($u_{i2}=0$)时,为反相输入电路,其输出

$$u'_o=-\frac{R_f}{R_1}u_{i1}$$

当 u_{i2} 单独作用($u_{i1}=0$)时,为同相输入电路,其输出

$$u''_o=\frac{R_3}{R_2+R_3}\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)u_{i2}$$

然后叠加,$u_o=u'_o+u''_o$,故得

$$u_o=\frac{R_3}{R_2+R_3}\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)u_{i2}-\frac{R_f}{R_1}u_{i1} \tag{7.10}$$

当 $R_1=R_2$,$R_3=R_f$ 时,上式为

$$u_o=\frac{R_f}{R_1}(u_{i2}-u_{i1}) \tag{7.11}$$

即输出电压与两输入电压的差值成正比。当 $R_1=R_2=R_3=R_f$ 时,得

$$u_o=u_{i2}-u_{i1} \tag{7.12}$$

即成为减法器。被减数 u_{i2} 接在同相端,而减数 u_{i1} 接在反相端。

【例 7.4】 图 7.14 所示的电路中,U_s 为恒压源,若 ΔR_f 是压力变化所引起的传感元件的阻值变化量,试写出 u_o 与 ΔR_f 之间的关系式。

解:观察图 7.14 的电路可知,它是一个差动输入运算电路。应用叠加原理,由反相输入端单独作用时产生的输出电压为

$$u'_o=\frac{R_f+\Delta R_f}{R}U_s$$

由同相输入端的信号单独作用时产生的输出电压为

$$u''_o=\left(1+\frac{R_f+\Delta R_f}{R}\right)\left(\frac{R_f}{R+R_f}\right)(-U_s)$$

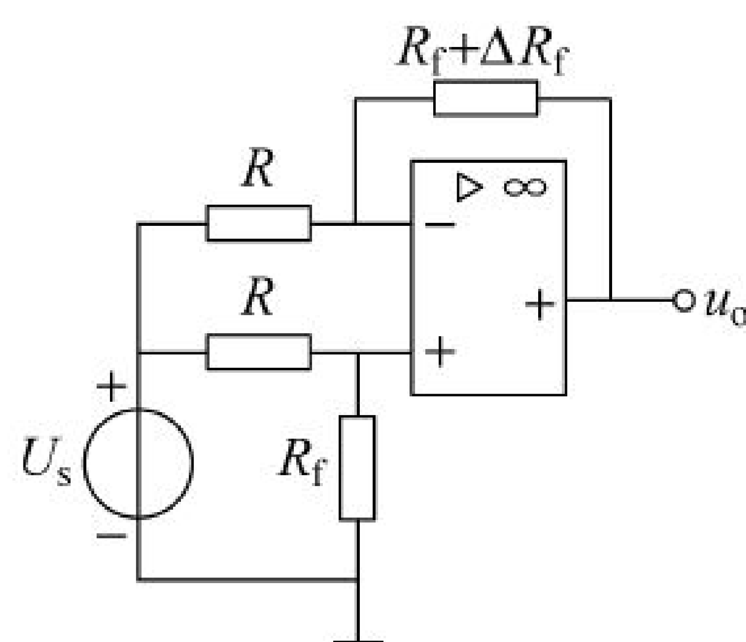


图 7.14 例 7.4 图

由两个输入端的信号共同作用时产生的输出电压为

$$u_o = u'_o + u''_o = \frac{\Delta R_f}{R + R_f} U_s$$

计算结果表明：输出信号电压与传感元件电阻值的变化量是成正比的。

4. 积分运算电路

图 7.15 所示是积分运算电路。根据虚断和虚短，$i_f = i_1 = \frac{u_i}{R}$，这个电流对电容 C 进行充电

$$u_C = \frac{1}{C}\int i_f \mathrm{d}t$$

输出电压为

$$u_o = -u_C = -\frac{1}{RC}\int u_i \mathrm{d}t = -\frac{1}{\tau}\int u_i \mathrm{d}t \tag{7.13}$$

即输出电压和输入电压之间有积分关系。式中，$\tau = RC$，为积分时间常数。

当信号电压 u_i 为阶跃电压 U_i 时，输出电压 u_o 与时间 t 呈线性关系，即

$$u_o = -\frac{U_i}{\tau} t \tag{7.14}$$

由于积分电路的最大输出电压为 $\pm U_{om}$，故其有效积分时间 t_m 为

$$t_m = \left|\frac{U_{om}}{U_i}\right| \tau = \left|\frac{U_{om}}{U_i}\right| RC \tag{7.15}$$

超过 t_m 时间后，积分不能继续进行，u_o 将达到输出饱和电压（设 $\pm U_o = \pm U_{om}$），如图 7.16 所示。如果要使有效积分时间增加，可用改变时间常数的方法来实现。

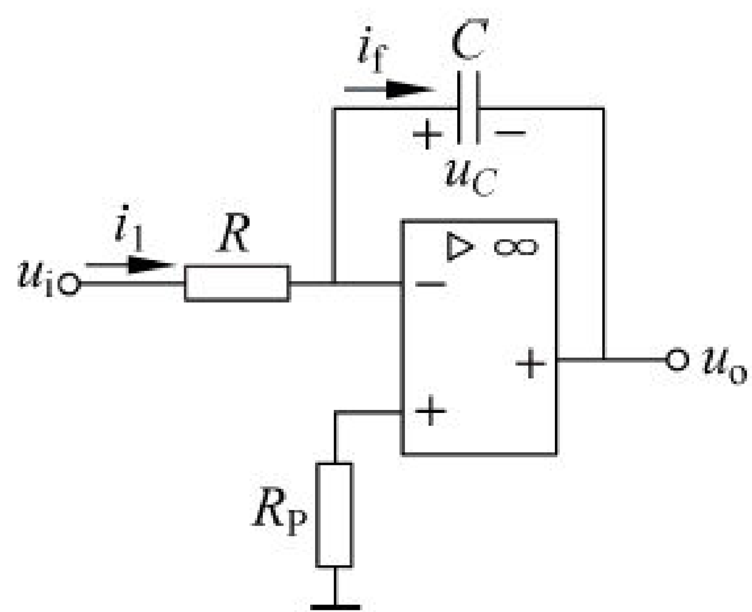


图 7.15　积分运算电路

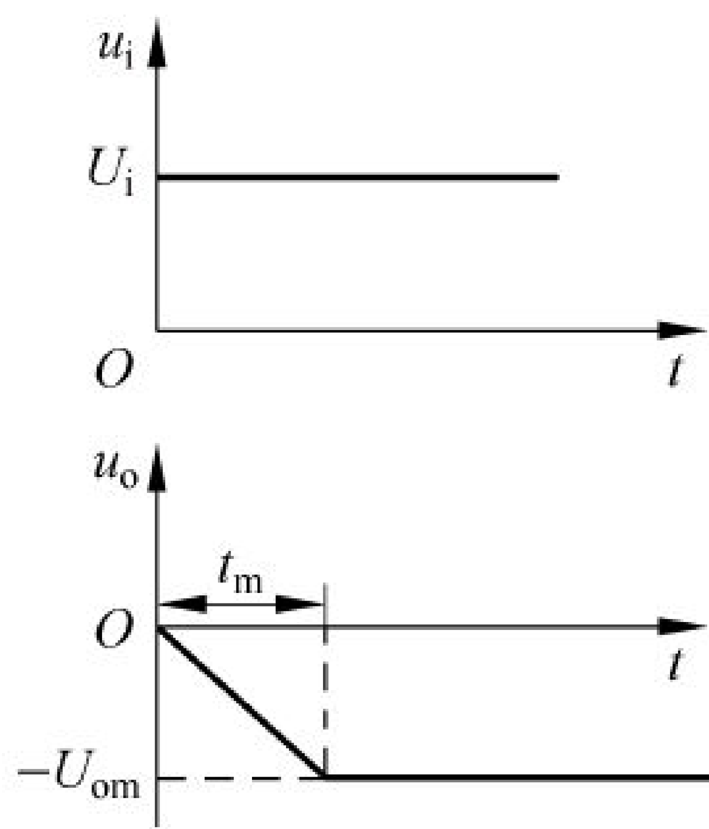


图 7.16　积分电路波形

需要指出，当输入信号消失（$u_i = 0$）时，$i_1 = 0$，电容器没有放电回路，u_o 将保持该瞬时电容电压的值。

图 7.17 所示电路有多个输入信号，根据叠加原理，该电路的输出电压为

$$u_o = -\left(\frac{1}{R_1 C}\int u_{i1} \mathrm{d}t + \frac{1}{R_2 C}\int u_{i2} \mathrm{d}t + \frac{1}{R_3 C}\int u_{i3} \mathrm{d}t\right)$$

称为求和积分器。

5. 微分运算电路

微分是积分的逆运算，将积分运算电路的电容与电阻互换位置，便可构成微分运算电路，如图 7.18 所示。

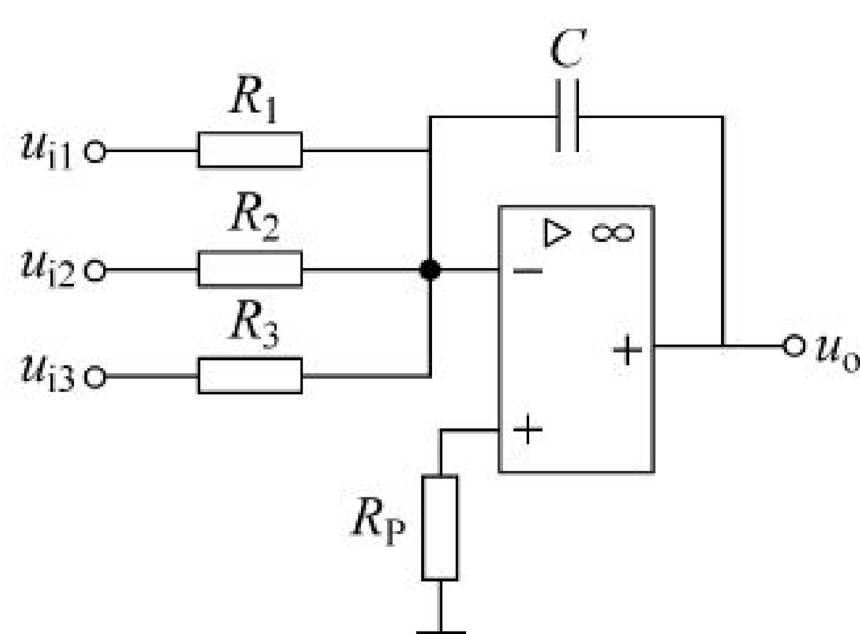


图7.17　求和积分器

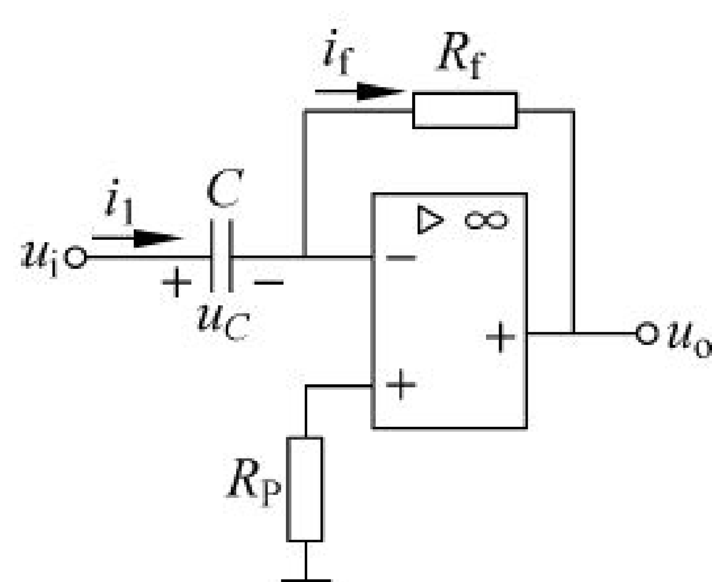


图7.18　微分运算电路

由图7.18可以看出

$$i_1 = C\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t},\quad u_o = -i_f R_f = -i_1 R_f$$

故

$$u_o = -R_f C\frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t} \tag{7.16}$$

即输出电压与输入电压对时间的一次微分成正比。

当输入电压为矩形波时，仅在 u_i 发生跃变时运算放大器才有尖峰电压输出，而当输入电压不变时，运算放大器将无输出。输出尖峰电压幅度不仅与 $R_f C$ 的大小有关，而且还取决于 u_i 的变化率。因为运算放大器的输出为有限值，故尖峰电压的幅度不可能为无穷大，其波形如图7.19所示。

【例7.5】 为了保证自动控制系统的稳定运行，提高控制质量，在一些自动控制系统中常引入比例-积分-微分校正电路，简称PID校正电路，如图7.20所示，求其输出电压。

解：根据虚地和虚断，由图可得

$$i_{R_1} = \frac{u_i}{R_1},\quad i_{C_1} = C_1\frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t},\quad i_f = i_{R_1} + i_{C_1} = \frac{u_i}{R_1} + C_1\frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t}$$

$$u_o = -\left(i_f R_f + \frac{1}{C_f}\int i_f \mathrm{d}t\right) = -\left[\left(\frac{u_i}{R_1} + C_1\frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t}\right)R_f + \frac{1}{C_f}\int\left(\frac{u_i}{R_1} + C_1\frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t}\right)\mathrm{d}t\right]$$

$$= -\left[\left(\frac{R_f}{R_1} + \frac{C_1}{C_f}\right)u_i + \frac{1}{C_f R_1}\int u_i \mathrm{d}t + R_f C_1\frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t}\right]$$

此式说明输出电压与输入电压成比例、积分和微分关系。有时也称它为比例-积分-微分放大器或PID调节器。

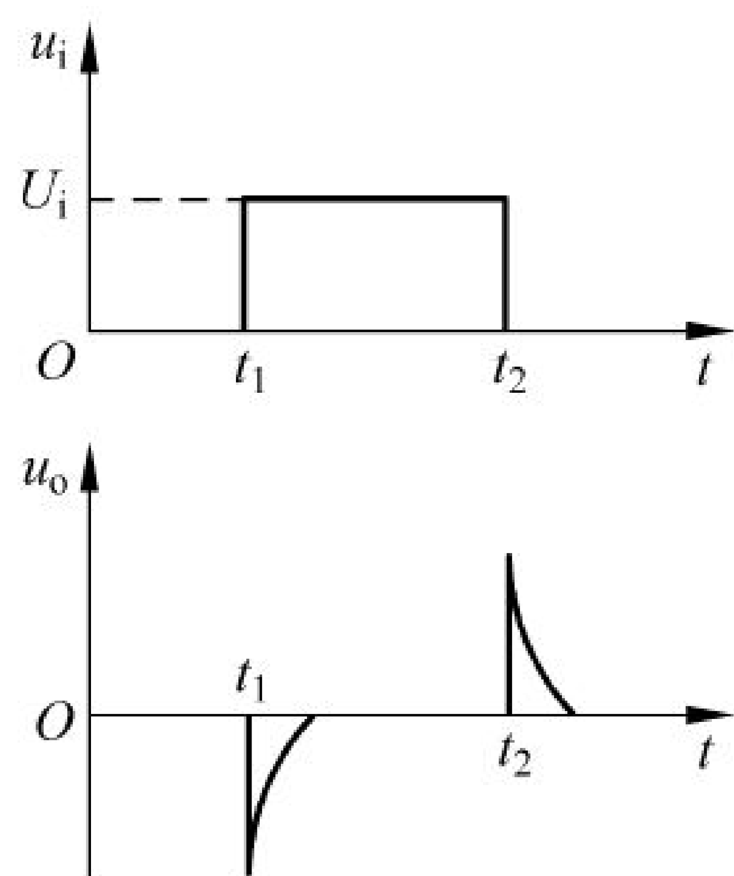


图7.19　微分电路波形

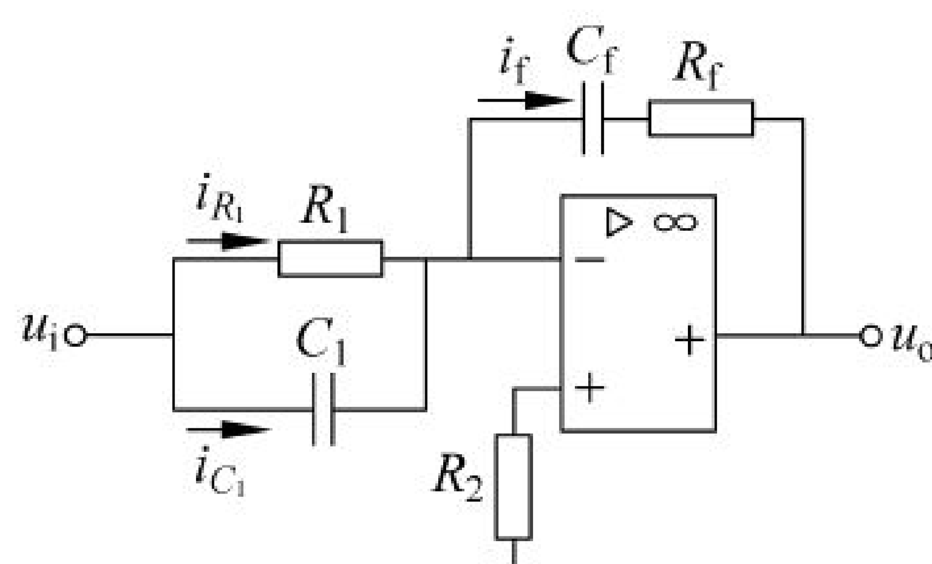


图7.20　例7.5图

7.4　放大电路中的负反馈

大多数控制系统，都利用负反馈构成闭环系统来改善系统的性能。在电子技术中，也经常利用负反馈改善放大电路的性能。

前面讨论过的分压式偏置电路，利用直流负反馈稳定静态工作点；差动放大电路中的射极电阻 R_E 对共模信号有很强的负反馈作用，从而抑制了直流放大器的零点漂移；集成运算放大器的三种基本运算电路，由电阻 R_f 跨接在输出端与反相输入端之间，构成深度负反馈，使运算放大器的线性工作范围得到极大的扩展。

本节仅就反馈的概念、负反馈的类型及其判别、负反馈对放大器性能的影响等几个问题进行讨论。

7.4.1　反馈的基本概念

1. 反馈的概念

(1) 放大电路中的反馈

将放大器输出信号的一部分或全部通过某种电路(反馈网络)引回到输入端称为反馈。

图 7.21 所示为反馈放大器框图。它由无反馈的基本放大电路$\dot{A}$和反馈电路$\dot{F}$构成。基本放大电路$\dot{A}$是任意组态的单级或多级放大电路，反馈电路可以是电阻、电容、电感、变压器、二极管等单个元器件或其组合，也可以是较为复杂的网络。其作用是将放大器的输出信号传输到输入回路，构成闭环放大器。图中$\dot{X}_i$ 为放大器的输入信号，$\dot{X}_o$ 为输出信号，$\dot{X}_f$ 为反馈信号，$\dot{X}_d$ 为净输入信号。这些信号既可以是电压也可以是电流，故用$\dot{X}$表示。符号“⊗”为比较环节，正号表示$\dot{X}_f$ 与$\dot{X}_i$ 相位相同，负号表示$\dot{X}_f$ 与$\dot{X}_i$ 相位相反。

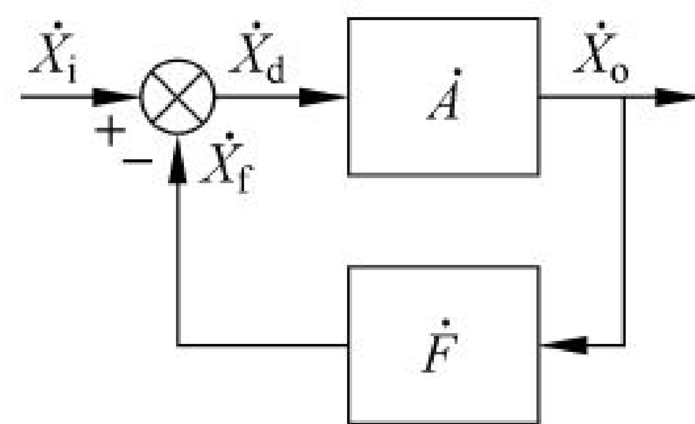


图 7.21　反馈放大器框图

$$\dot{X}_d = \dot{X}_i \pm \dot{X}_f$$

箭头“→”表示信号传递方向，放大环节信号为正向传输，反馈环节信号为反向传输。

(2) 反馈的极性

因反馈信号$\dot{X}_f$ 与输入信号$\dot{X}_i$ 的叠加，若净输入信号$\dot{X}_d$ 比$\dot{X}_i$ 增强，则称为正反馈；反之，若净输入信号$\dot{X}_d$ 比$\dot{X}_i$ 削弱了，则称为负反馈。显然，由$\dot{X}_d = \dot{X}_i - \dot{X}_f$ 的叠加关系可知，若$\dot{X}_i$ 与$\dot{X}_f$ 同相，则电路为正反馈，而$\dot{X}_i$ 与$\dot{X}_f$ 反相，则实为负反馈。

2. 反馈放大器的一般分析

基本放大电路的放大倍数$\dot{A}$称为开环放大倍数，定义为

$$\dot{A}=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d}$$

反馈网络的输出信号与输入信号之比称为反馈系数$\dot{F}$,它表明反馈的强弱,定义为

$$\dot{F}=\frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}$$

负反馈放大器的放大倍数(亦称闭环放大倍数)$\dot{A}_f$ 定义为

$$\dot{A}_f=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}$$

整理上三式得

$$\dot{A}_f=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d+\dot{X}_f}=\frac{\dot{X}_o/\dot{X}_d}{(\dot{X}_d/\dot{X}_d)+(\dot{X}_f/\dot{X}_d)}=\frac{\dot{A}}{1+\dot{A}\dot{F}} \tag{7.17}$$

式(7.17)表明系统的开环放大倍数$\dot{A}$、闭环放大倍数$\dot{A}_f$ 和反馈$\dot{F}$之间的关系,是反馈放大器的一般表达式,也是分析各种反馈放大器的基本公式。式中的 $1+\dot{A}\dot{F}$ 称为反馈深度。当 $|1+\dot{A}\dot{F}|>1$ 时,$|\dot{A}_f|<|\dot{A}|$,电路引入负反馈;当 $|1+\dot{A}\dot{F}|<1$ 时,$|\dot{A}_f|>|\dot{A}|$,电路引入正反馈。$1+\dot{A}\dot{F}$ 越大,$\dot{A}_f$ 就下降得越多,即引入的负反馈程度越深。

若 $|1+\dot{A}\dot{F}|\gg 1$,则称放大器引入深度负反馈,此时,闭环放大倍数为

$$\dot{A}_f=\frac{\dot{A}}{1+\dot{A}\dot{F}}\approx\frac{\dot{A}}{\dot{A}\dot{F}}=\frac{1}{\dot{F}} \tag{7.18}$$

所以在深度负反馈的情况下,闭环放大倍数$\dot{A}_f$ 与开环放大倍数$\dot{A}$几乎无关,仅取决于反馈系数。实际上,开环放大倍数$\dot{A}$越大($\dot{A}\dot{F}\gg 1$),则式(7.18)越精确,放大倍数越稳定。运算放大器的开环放大倍数$\dot{A}$一般都大于 10^4,故常用反馈系数$\dot{F}$的倒数估算闭环放大倍数$\dot{A}_f$。

7.4.2 反馈的类型

反馈放大电路不仅有如上所述正反馈与负反馈的极性区别,而且还有以下3种不同类型的电路组态。分析清楚电路的反馈组态是定性定量分析闭环特性的基础。

1. 交流反馈与直流反馈

若反馈信号中只有交流成分,则称这种反馈为交流反馈;反之,若反馈信号中只有直流成分,则称这种反馈为直流反馈。多数电路属于交直流反馈,反馈信号中既含有交流成分又含有直流成分。

2. 电压反馈与电流反馈

若反馈信号取自输出电压，且与输出电压成正比，则这种反馈称为电压反馈。

若反馈信号取自输出电流，且与输出电流成正比，则这种反馈称为电流反馈。

3. 串联反馈及并联反馈

若输入信号、反馈信号与净输入信号以回路电压形式叠加，即$\dot{U}_d=\dot{U}_i-\dot{U}_f$，这种反馈称为串联反馈。若输出信号、反馈信号与净输入信号以节点电流的形式叠加，即$\dot{I}_d=\dot{I}_i-\dot{I}_f$，这种反馈称为并联反馈。

综上所述，负反馈放大电路的四种基本类型是：电压串联负反馈、电压并联负反馈、电流串联负反馈和电流并联负反馈，分别如图 7.22～图 7.25 所示。

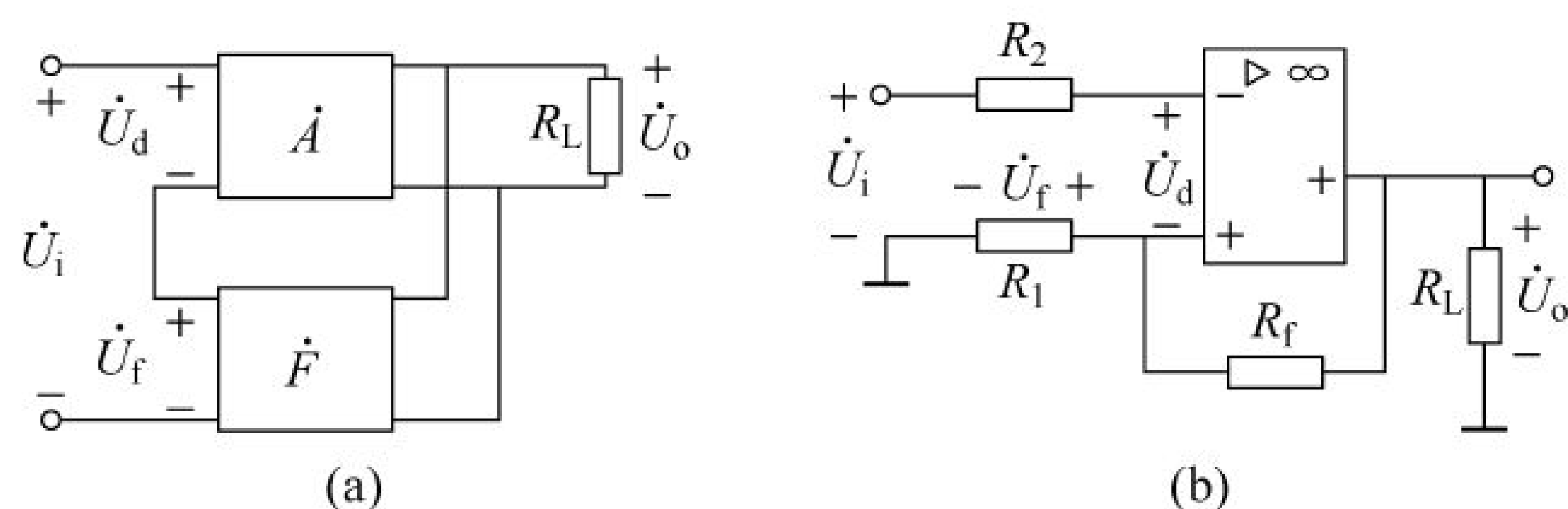


图 7.22　电压串联负反馈

(a) 框图；(b) 电路举例

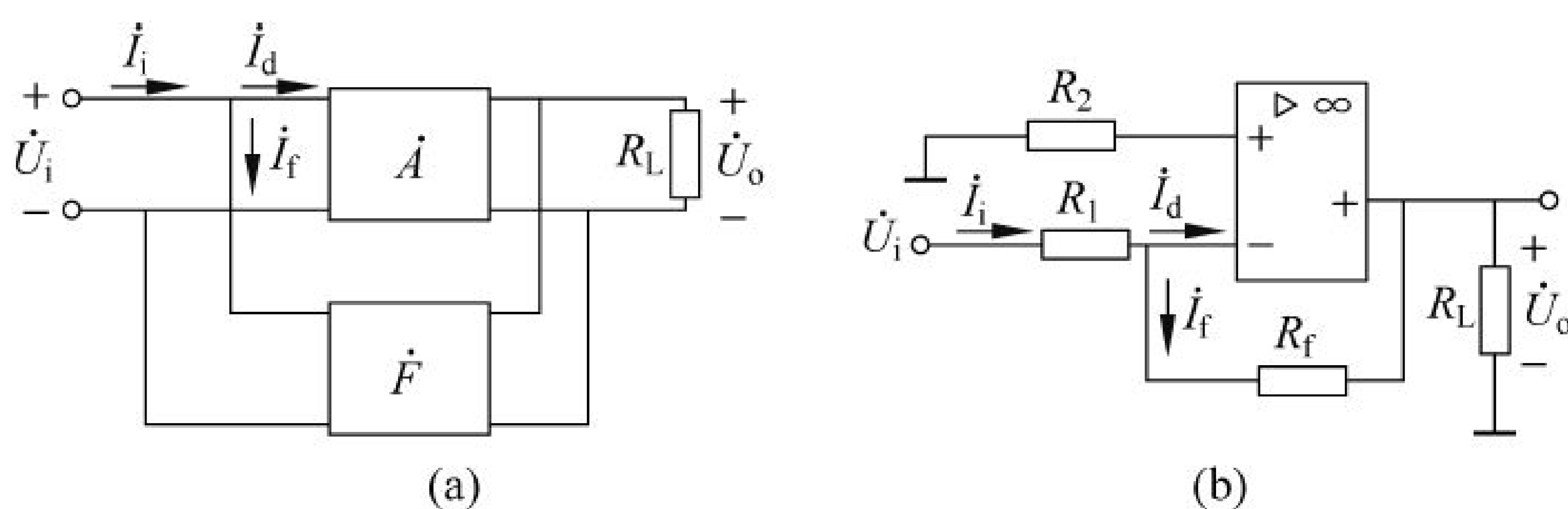


图 7.23　电压并联负反馈

(a) 框图；(b) 电路举例

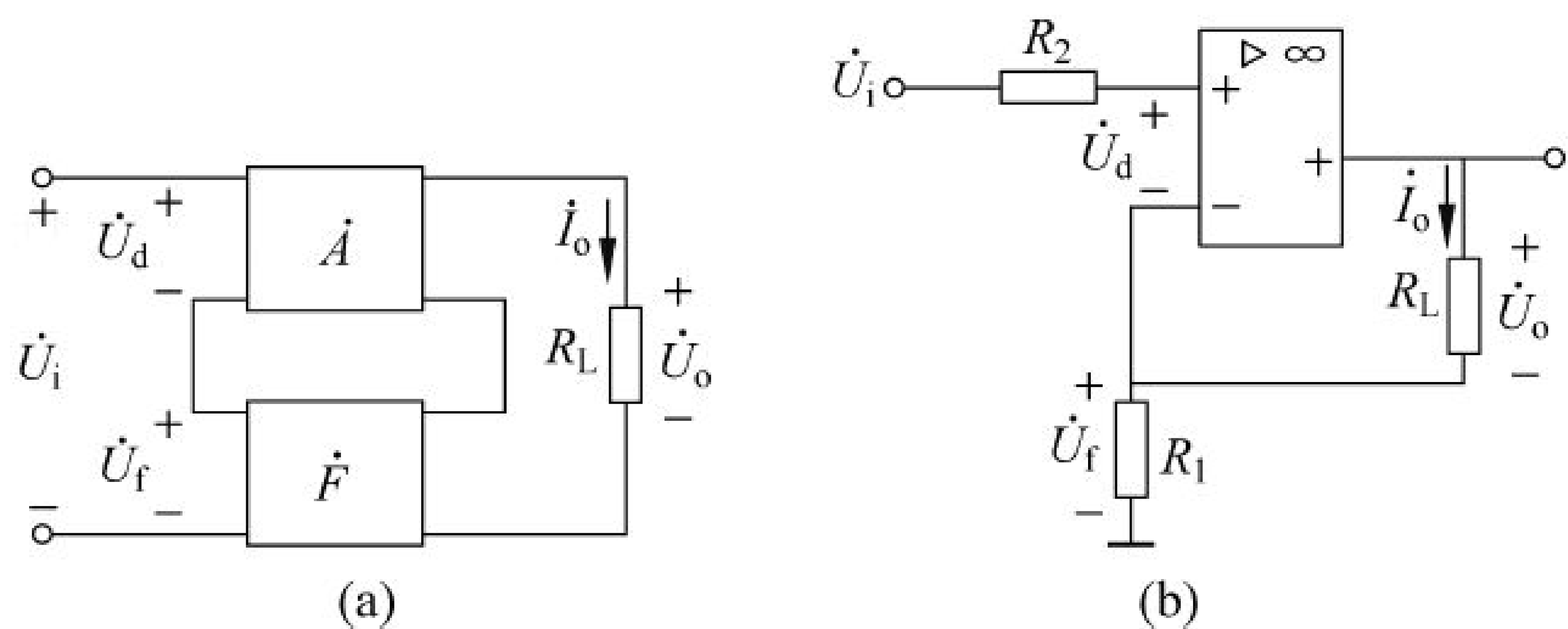


图 7.24　电流串联负反馈

(a) 框图；(b) 电路举例

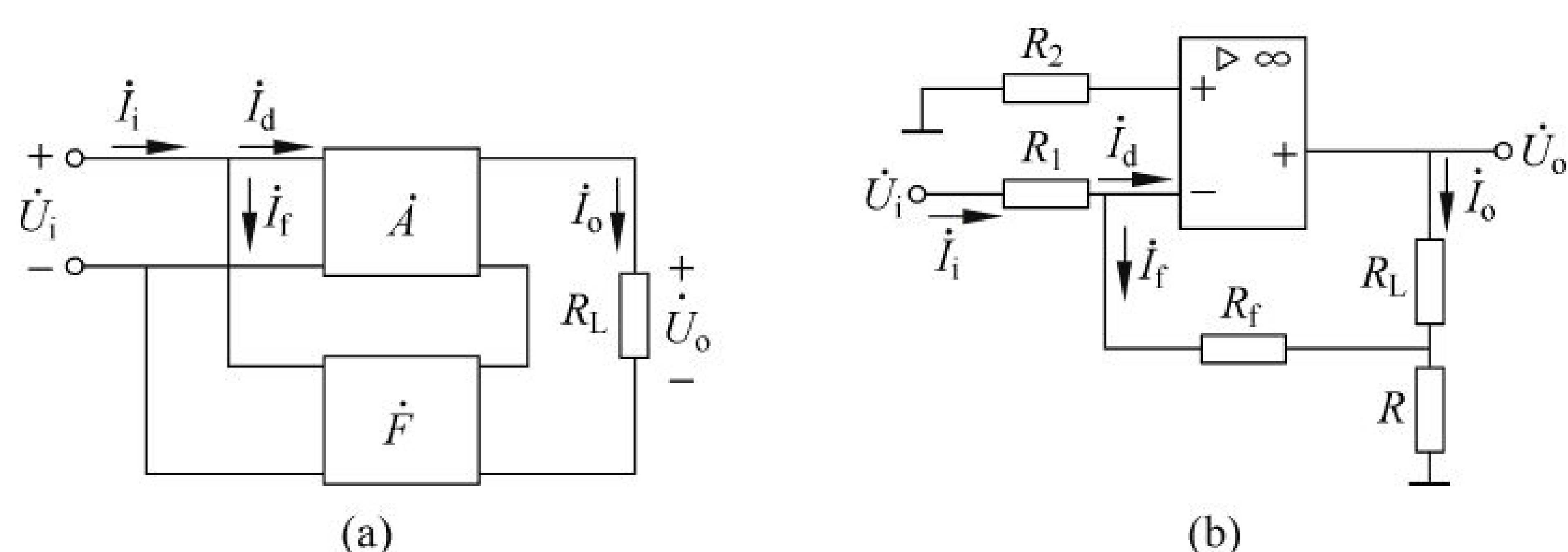


图 7.25 电流并联负反馈

(a) 框图;(b) 电路举例

7.4.3 负反馈对放大器性能的影响

负反馈使放大器的放大倍数 A 降低(见式(7.17))但却可以使放大器的许多性能得到改善。而负反馈引起的放大倍数降低的问题,可以通过增加放大器的级数来解决。

1. 提高放大倍数的稳定性

通常放大器的开环放大倍数 A 不是稳定的,它受到温度变化、电源波动、负载变动以及其他干扰因素的影响。负反馈的引入使放大器的输出信号得到了稳定。在输入信号不变的情况下,放大倍数稳定性也得到提高。通常用相对变化量来衡量放大倍数的稳定性。

当放大器工作在中频段,并且反馈网络由电阻构成时,放大器的$\dot{A}$、$\dot{A}_f$ 和$\dot{F}$均为实数,则式(7.17)可以写成 $A_f=\dfrac{A}{1+AF}$,在上式中对 A 求导,有

$$\frac{dA_f}{dA}=\frac{1}{(1+AF)^2} \quad 或 \quad dA_f=\frac{dA}{(1+AF)^2}$$

以 A_f 的表达式来除,得

$$\frac{dA_f}{A_f}=\frac{1}{1+AF}\frac{dA}{A} \tag{7.19}$$

式(7.19)表明,闭环放大倍数 A_f 的相对变化 dA_f/A_f,是开环放大倍数的相对变化 dA/A 的 $1/(1+AF)$倍,即放大倍数的稳定性提高了$(1+AF)$倍,使放大器受外界的影响大大减少。

2. 扩展通频带

因为晶体管极间存在着结电容,它们的容抗随频率的变化而变化,所以放大器对不同频率的交流电有不同的放大倍数。一般情况下,频率太高或太低都会使放大倍数下降,当放大倍数下降为$|A|/\sqrt{2}$时,所对应的频率分别称为上限截止频率 f_H 和下限截止频率 f_L。上下限频率之间的频率范围称为放大器的通频带。放大器加入负反馈后,将使闭环的通频带比开环时展宽。在低频段和高频段,输出信号减小,反馈信号也随之减小,净输入信号相对增大,从而使放大器输出信号的下降程度减小,放大倍数相应提高。上、下限截止频率分别向

高、低频段扩展了，如图 7.26 所示。

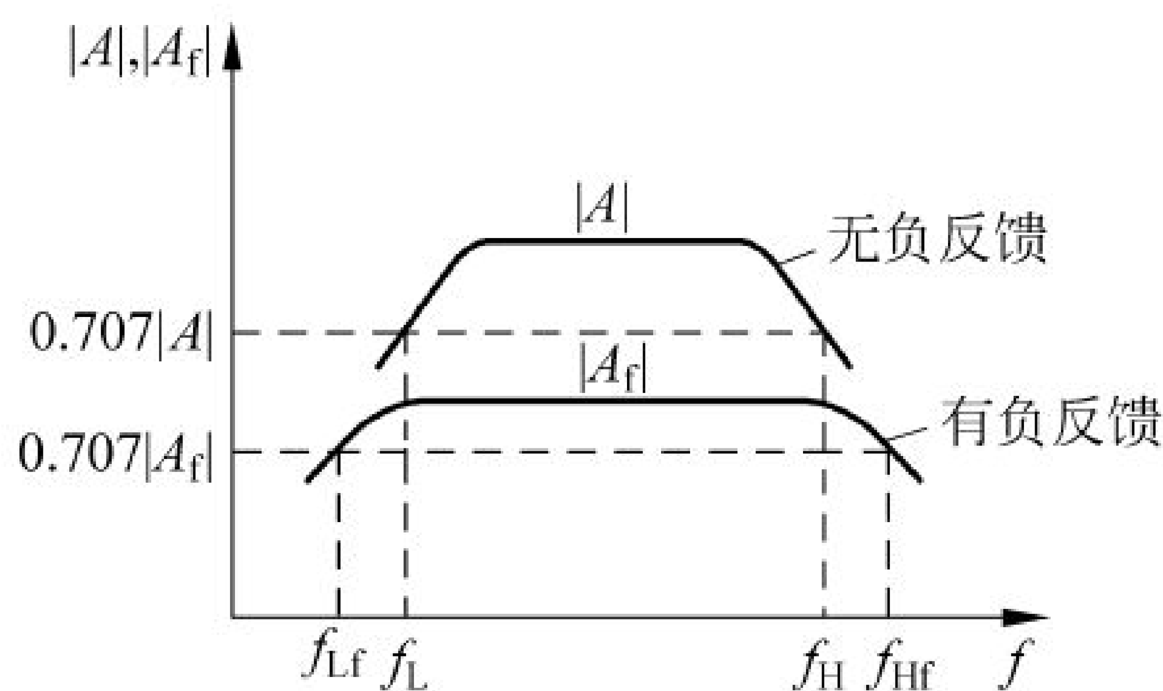


图 7.26　负反馈对通频带的影响

3. 减小非线性失真和抑制干扰

由于放大元件晶体管伏安特性曲线的非线性，以及运算放大器电压传输特性的非线性，均会引起输出信号产生非线性失真，如图 7.27(a)所示。加入负反馈之后，放大倍数下降，使输出电压进入非线性区的部分减小，从而改善了失真。负反馈使放大器形成闭环，正、负半周不对称的波形经反馈网络在输入端与不失真的输入信号相减。假设 x_o 为正大负小，x_f 也为正大负小，差值 x_d 则为正小负大，因此使输出 x_o 的波形失真得到改善，甚至完全消除，如图 7.27(b)所示。

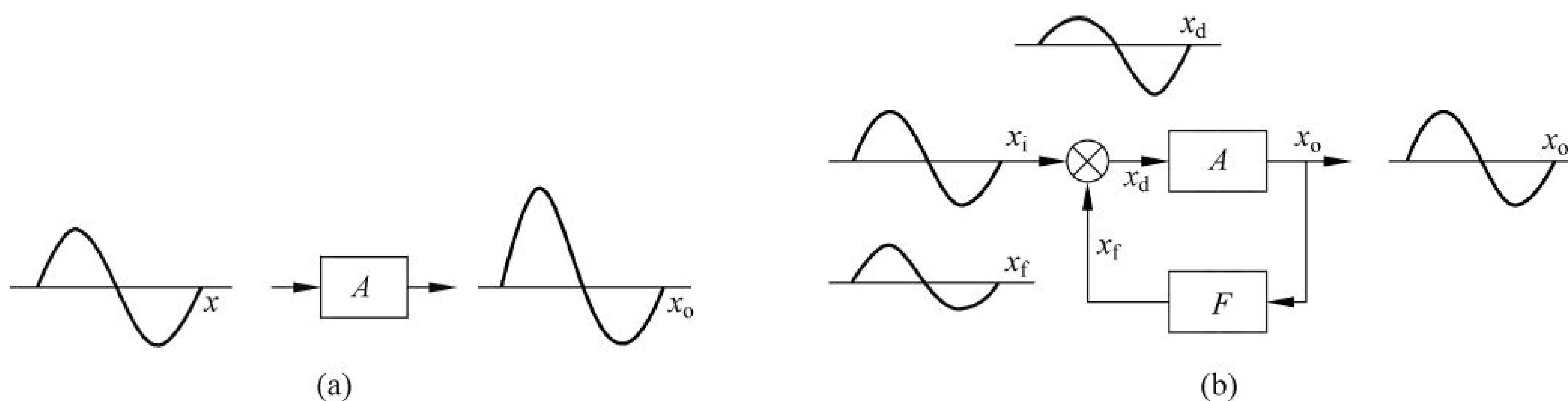


图 7.27　负反馈对非线性失真的影响

(a) 无负反馈；(b) 有负反馈

同理，负反馈放大器也可以有效地抑制闭环内部的干扰，但如果干扰混于输入信号中，则无法消除。

4. 改变输入电阻和输出电阻

负反馈对放大器的输入电阻和输出电阻的影响与反馈的方式有关。

串联负反馈在保持$\dot{U}_i$ 一定时，使电路的输入电流$\dot{I}_i$ 减小，使输入电阻 r_{if}增大。并联负反馈在保持$\dot{U}_i$ 一定时，会使电路的输入电流$\dot{I}_i$ 增大，致使输入电阻 r_{if}减小。

电压负反馈使输出电压趋于稳定，使输出电阻 r_{of}减小。

电流负反馈使输出电流趋于稳定，使输出电阻 r_{of}增大。

7.5 集成运算放大器在信号处理与产生方面的应用

7.5.1 有源滤波器

所谓滤波器是一种选频电路。它能选出有用的信号,而抑制无用的信号,使一定频率范围内的信号衰减很小,能顺利通过,而在此频率范围以外的信号衰减很大,不易通过。按通过的频率范围不同,滤波器可分为低通、高通、带通等。利用电感、电容元件对不同频率所呈现的不同阻抗,由 R、L、C 等元件构成的滤波器,称为无源滤波器。本节所讲的是将 RC 电路接到运算放大器的同相输入端,因为运算放大器是有源元件,所以这种滤波器称为有源滤波器。与无源滤波器比较,有源滤波器具有体积小、效率高、频率特性好等一系列优点,因而得到广泛应用。

图 7.28(a)是有源低通滤波器的电路。先由 RC 电路得出

$$\dot{U}_{+}=\dot{U}_{C}=\frac{\dot{U}_{\mathrm{i}}}{R+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}}\frac{1}{\mathrm{j}\omega C}=\frac{\dot{U}_{\mathrm{i}}}{1+\mathrm{j}\omega RC}$$

而后根据同相比例运算电路的式(7.8)得出$\dot{U}_{\mathrm{o}}=\left(1+\dfrac{R_{\mathrm{f}}}{R_{1}}\right)\dot{U}_{+}$,故

$$\dot{A}_{uf}=\frac{\dot{U}_{\mathrm{o}}}{\dot{U}_{\mathrm{i}}}=\frac{1+\dfrac{R_{\mathrm{f}}}{R_{1}}}{1+\mathrm{j}\omega RC}=\frac{1+\dfrac{R_{\mathrm{f}}}{R_{1}}}{1+\mathrm{j}\dfrac{\omega}{\omega_{0}}} \tag{7.20}$$

式中,$\omega_{0}=\dfrac{1}{RC}$或 $f_{0}=\dfrac{1}{2\pi RC}$。

电压放大倍数$\dot{A}_{uf}$的绝对值为

$$|A_{uf}|=\frac{1+\dfrac{R_{\mathrm{f}}}{R_{1}}}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_{0}}\right)^{2}}} \tag{7.21}$$

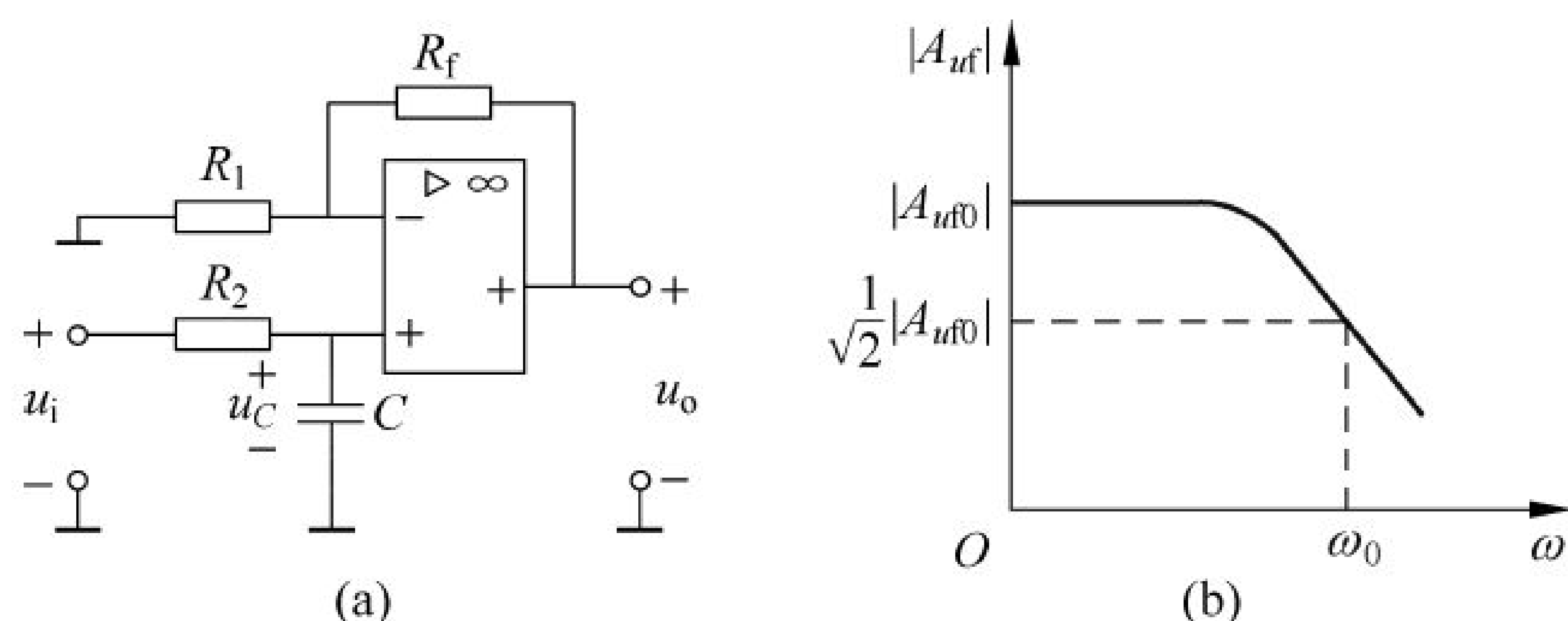


图 7.28 有源低通滤波器

(a) 电路;(b) 幅频特性

当 $\omega=0$ 时，$|A_{uf0}|=1+\dfrac{R_f}{R_1}$；当 $\omega=\omega_0$ 时，$|A_{uf}|=\dfrac{1+\dfrac{R_f}{R_1}}{\sqrt{2}}=\dfrac{|A_{uf0}|}{\sqrt{2}}$。$\omega_0$ 称为截止角频率。幅频特性如图 7.28(b)所示。

为了改善滤波效果，使 $\omega>\omega_0$ 时信号衰减得快些，常将两节 RC 电路串接起来，成为二阶有源低通滤波器，这里不再详细介绍。

如将有源低通滤波器中 RC 电路的 R 和 C 对调，则成为有源高通滤波器。

7.5.2　电压比较器

电压比较器的功能是将输入的模拟信号与一个参考电压进行比较。当两者幅度相等时，输出电压产生跃变：由高电平变成低电平，或从低电平变成高电平，由此可判断输入信号的大小和极性。电压比较器常用于自动控制、波形变换、模数转换及越限报警等场合。

由集成运算放大器构成的电压比较器，运算放大器大多处于开环或正反馈的工作状态，只要在两个输入端之间加上一个很小的信号，运算放大器就会工作在非线性区，输出为正或负饱和值，即 $\pm U_{om}$。在分析比较器时，虚断路概念仍适用，但虚短路和虚地的概念不再适用。本节用理想运算放大器电压传输特性来分析比较器的工作情况，分别介绍过零比较器、输出限幅比较器和任意电平比较器。

1. 过零比较器

参考电压为零的比较器称为过零比较器(亦称零电平比较器)。按输入方式的不同可分为反相输入和同相输入两种过零比较器，如图 7.29 和图 7.30 所示。

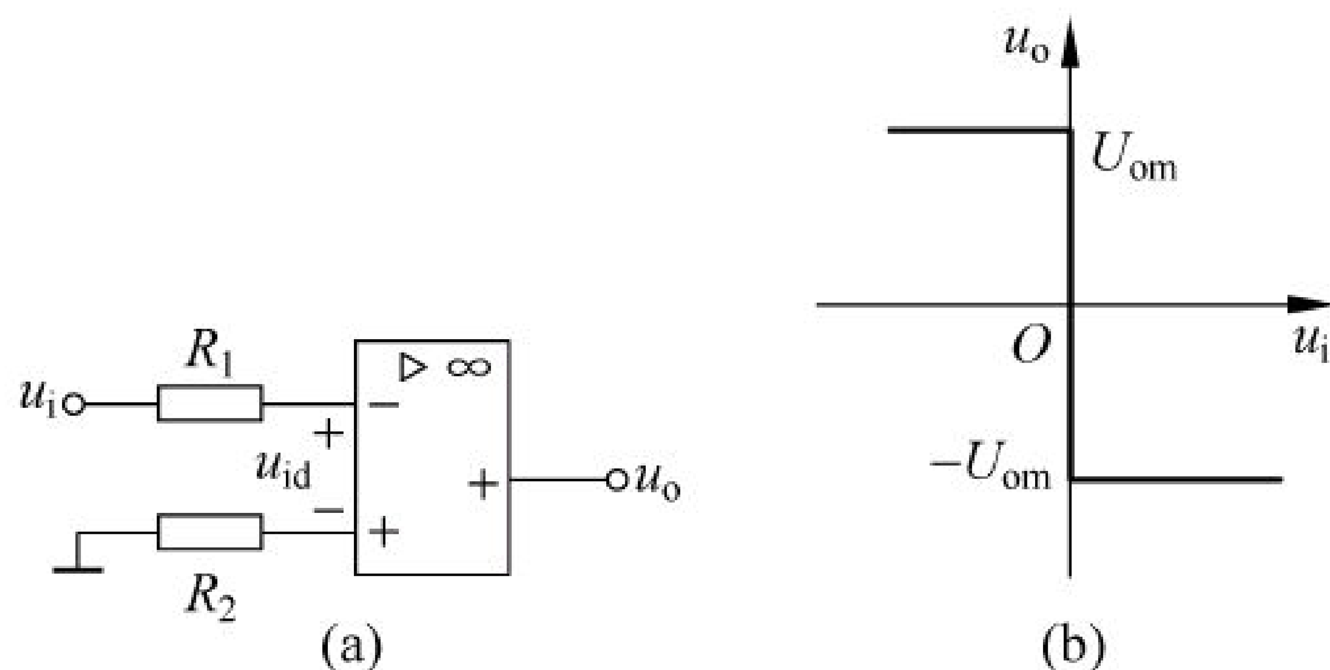


图 7.29　反相输入过零比较器

(a) 电路；(b) 传输特性

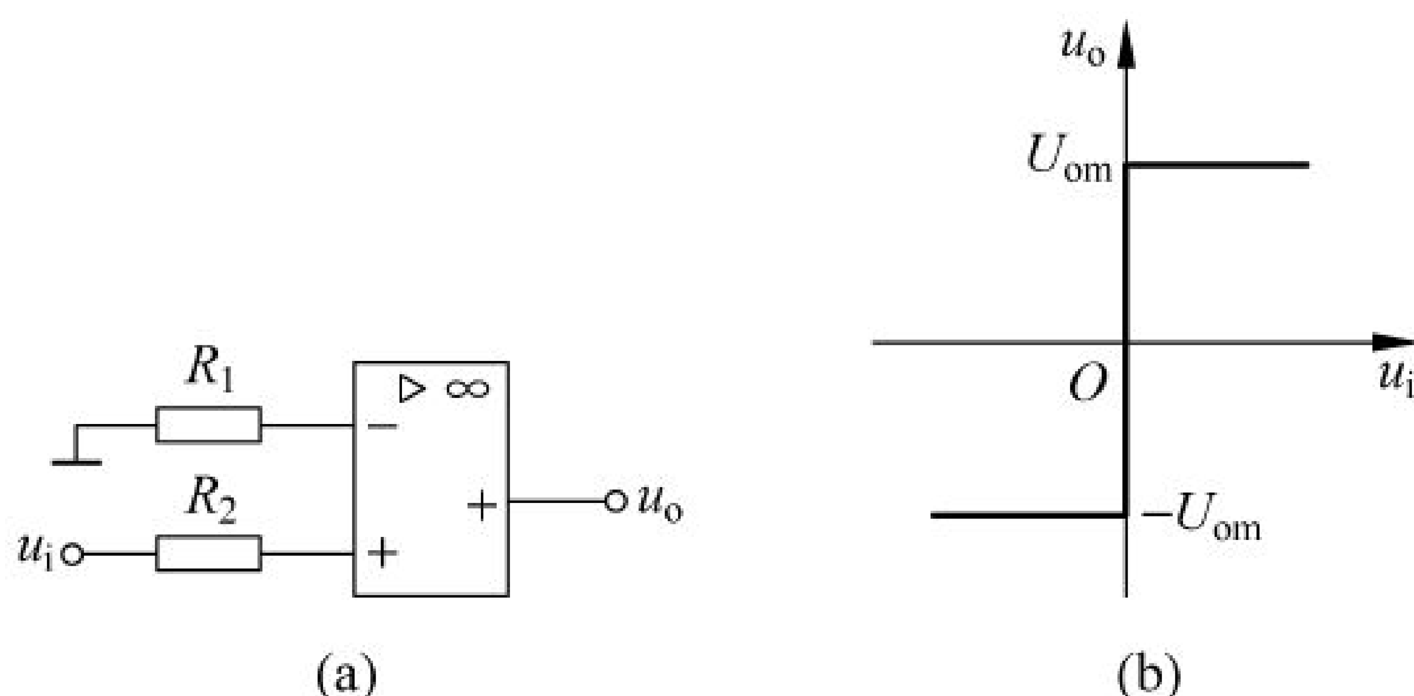


图 7.30　同相输入过零比较器

(a) 电路；(b) 传输特性

以图7.29所示反相输入过零比较器为例分析其工作原理。当 $u_i<0$ 时,由于同相输入端接地,且运算放大器处于开环工作状态,净输入信号 $u_i=u_- - u_+<0$,因此,只要加入很小的输入信号 u_i,就足以使输出到达正向饱和值,即 $u_o=+U_{om}$。同理,当 $u_i>0$ 时,使 $u_o=-U_{om}$。运算放大器的饱和值 $\pm U_{om}$ 略小于正、负电源电压。

当输入信号 u_i 从小于零向大于零变化时,输出电压从正饱和值 $+U_{om}$ 经线性区跃变到负饱和值 $-U_{om}$;反之,当输入从 $u_i>0$ 向 $u_i<0$ 变化时,输出从 $u_o=-U_{om}$ 跃变到 $u_o=+U_{om}$,如图7.29(b)所示。由于比较器在 $u_i=0$ 时发生跃变,故称为过零比较器。图7.30所示同相过零比较器的工作原理请读者自行分析。

2. 输出限幅比较器

为了限制输出电压的最大值,可用双向稳压管来限幅。稳压管接在运算放大器的输出端,形成过零限幅比较器,如图7.31(a)所示。若选择两个稳压值相同的稳压管,则正、反向输出电压 $u_o=\pm(U_Z+U_D)\approx\pm U_Z$,形成的传输特性如图7.31(b)所示。

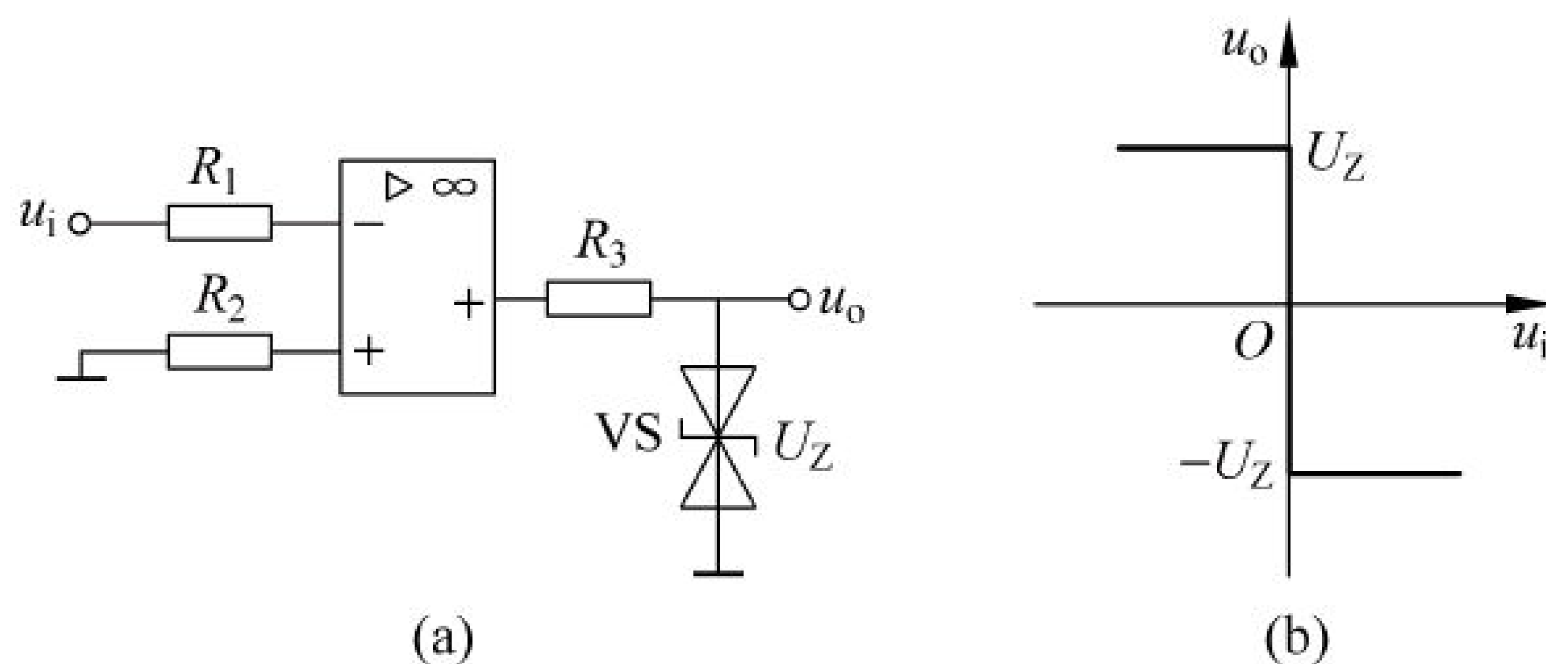


图7.31 反相输入过零限幅比较器

(a) 电路;(b) 传输特性

3. 任意电平比较器

在零电平比较器中,将接地端改为接入一个参考电平 U_R(设为直流电压),由于 U_R 的大小和极性均可调整,电路成为任意电平比较器。与过零比较器的工作原理相同,当 $u_+=u_-$,即 $u_i=U_R$ 时,输出发生跃变,所以又称为电平检测器。根据输出电压 u_o 的值,即可判断输入信号 u_i 与参考电压 U_R 之间的关系。例如在图7.32所示同相输入电压比较器中,当 $u_i<U_R$ 时,$u_o=-U_Z$;而当 $u_i>U_R$ 时,$u_o=+U_Z$。若 $U_R>0$ 时,则电压传输特性如图7.32(b)中实线所示,相当于将过零比较器的特性右移 U_R 的距离;若 $U_R<0$,则为图中虚线所示,相当于将过零比较器的特性左移 $|U_R|$ 的距离。任意电平比较器也可接成反相输入方式,只要将图7.32(a)中 u_i 和 U_R 的位置对调即可。但在两种电路中,运算放大器均工作在差动输入方式,输入端有较大的共模电压。若采用求和型比较器,则可将共模电压降低到接近于零。

【例7.6】 比较器电路如图7.33(a)所示。已知 $U_R=-3V$,u_i 波形如图7.33(b)所示,试求门限电压(也叫阈值电压,它是输出 u_o 产生跃变时所对应的输入电压),画出传输特性及输出 u_o 的波形。已知运算放大器的 $|U_{om}|=12V$。

解:(1) 当 $u_i=U_R=-3V$ 时,$u_+=u_-$,即门限电压 $U_T=U_R=-3V$。

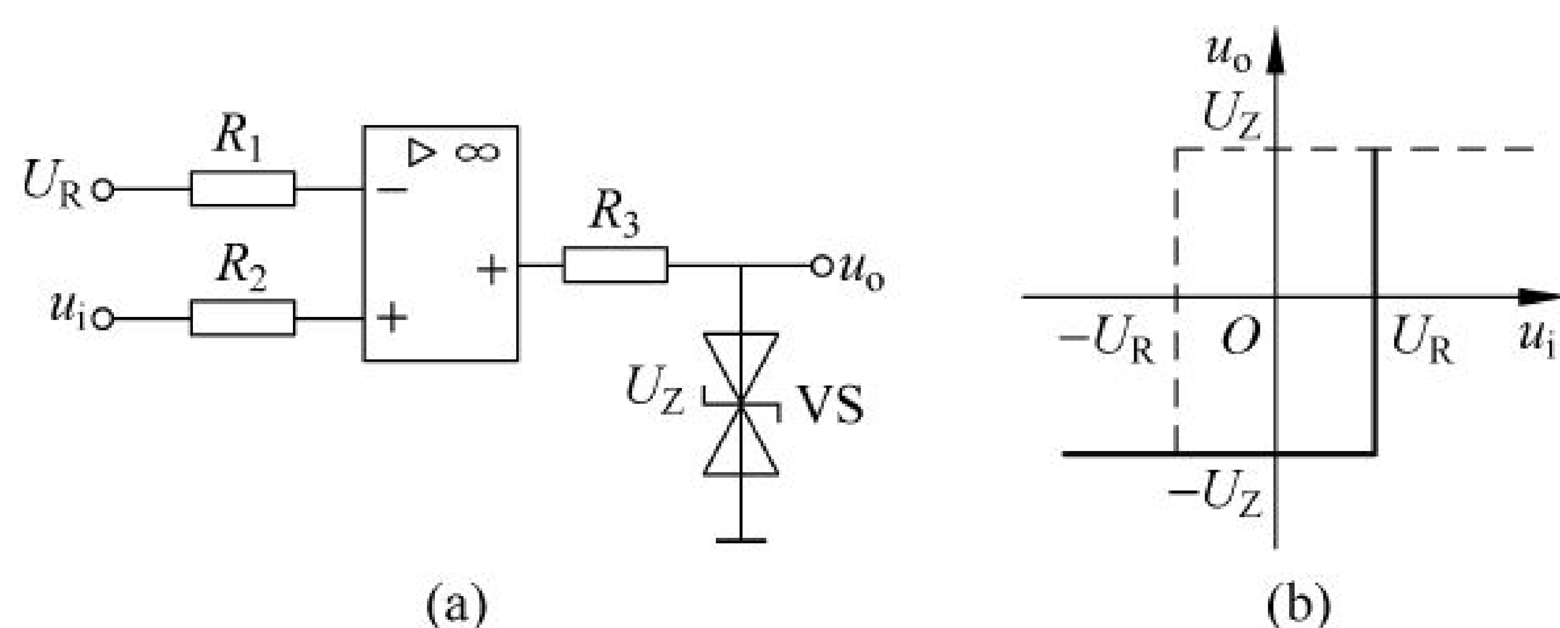


图 7.32　同相输入电平检测器

(a) 电路；(b) 传输特性

(2) 当 $u_i > U_T$ 时，$u_+ < u_-$，$u_o = -U_{om} = -12V$；

当 $u_i < U_T$ 时，$u_+ > u_-$，$u_o = U_{om} = +12V$。

根据所得结果，可作出如图 7.33(c)所示的传输特性。

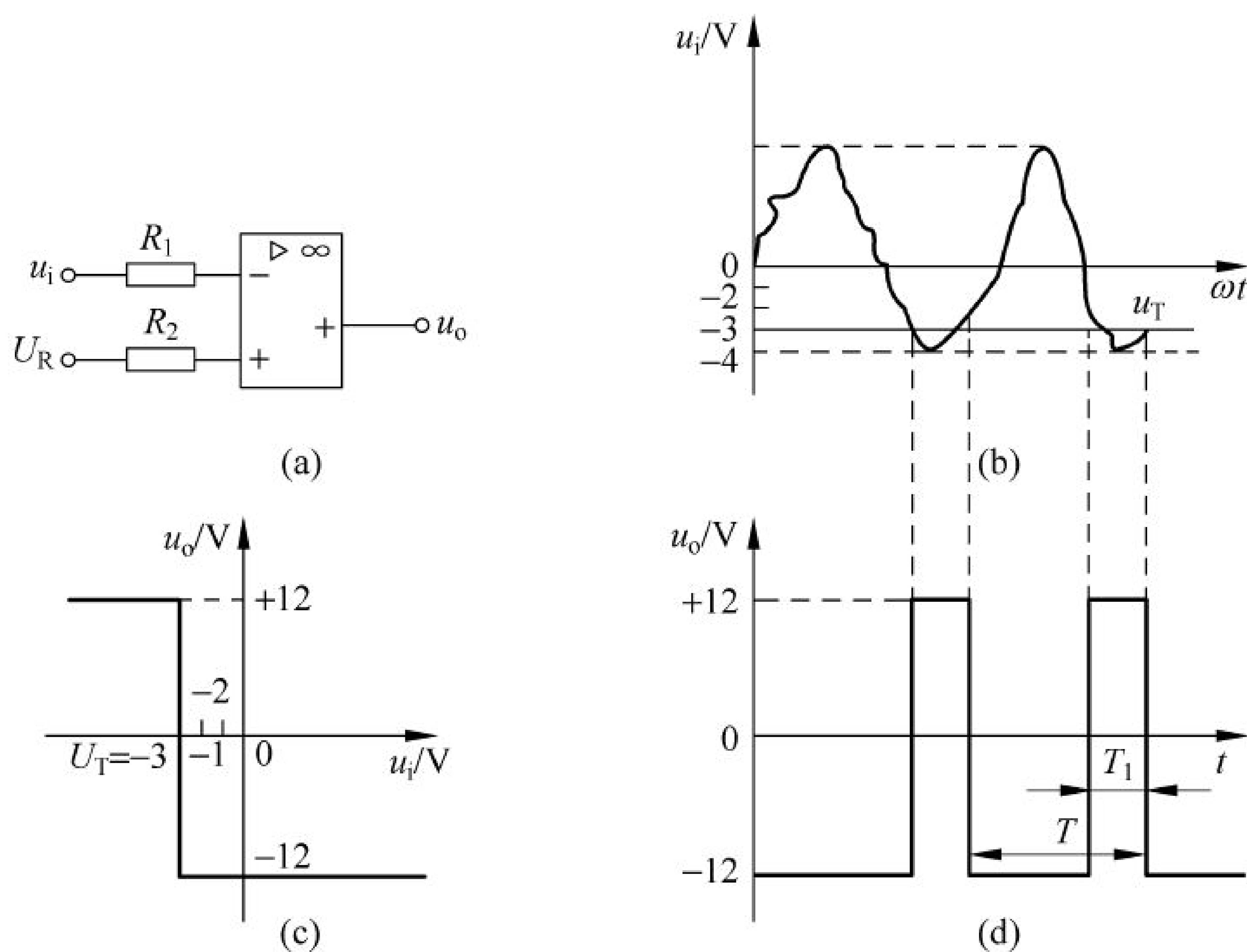


图 7.33　例 7.6 图

(3) 由(1)分析可知，当 $u_i = U_T = -3V$ 时，电路输出处于翻转瞬间，因此在输入 $u_i(t)$ 波形图上先作出 $U_T = -3V$ 的门限电压，然后在该时刻用虚线延长至输出波形图上。根据(2)的分析结果，当 $u_i > U_T$ 时，$u_o = -12V$，$u_i < U_T$ 时，$u_o = +12V$，作出 u_o 的波形如图 7.33(d)所示。

由此例可见，电压比较器能将连续变化的模拟信号经比较后输出数字信号(不是高电平，就是低电平，在数字电路中以"1"或"0"表示)，并具有将输入的任意波形整形成矩形波的作用。改变参考电压 U_R 的大小，还能改变矩形波的占空比$\left(\text{占空比}=\dfrac{T_1}{T}\right)$。

【例 7.7】 由理想集成运算放大器组成的电平检测电路如图 7.34(a)所示。已知运算放大器输出 $\pm U_{om} = \pm 15V$，$R_1 = 10k\Omega$，$R_2 = 20k\Omega$，$U_R = +5V$，$\pm U_Z = \pm 6V$。

(1) 画出电压传输特性；

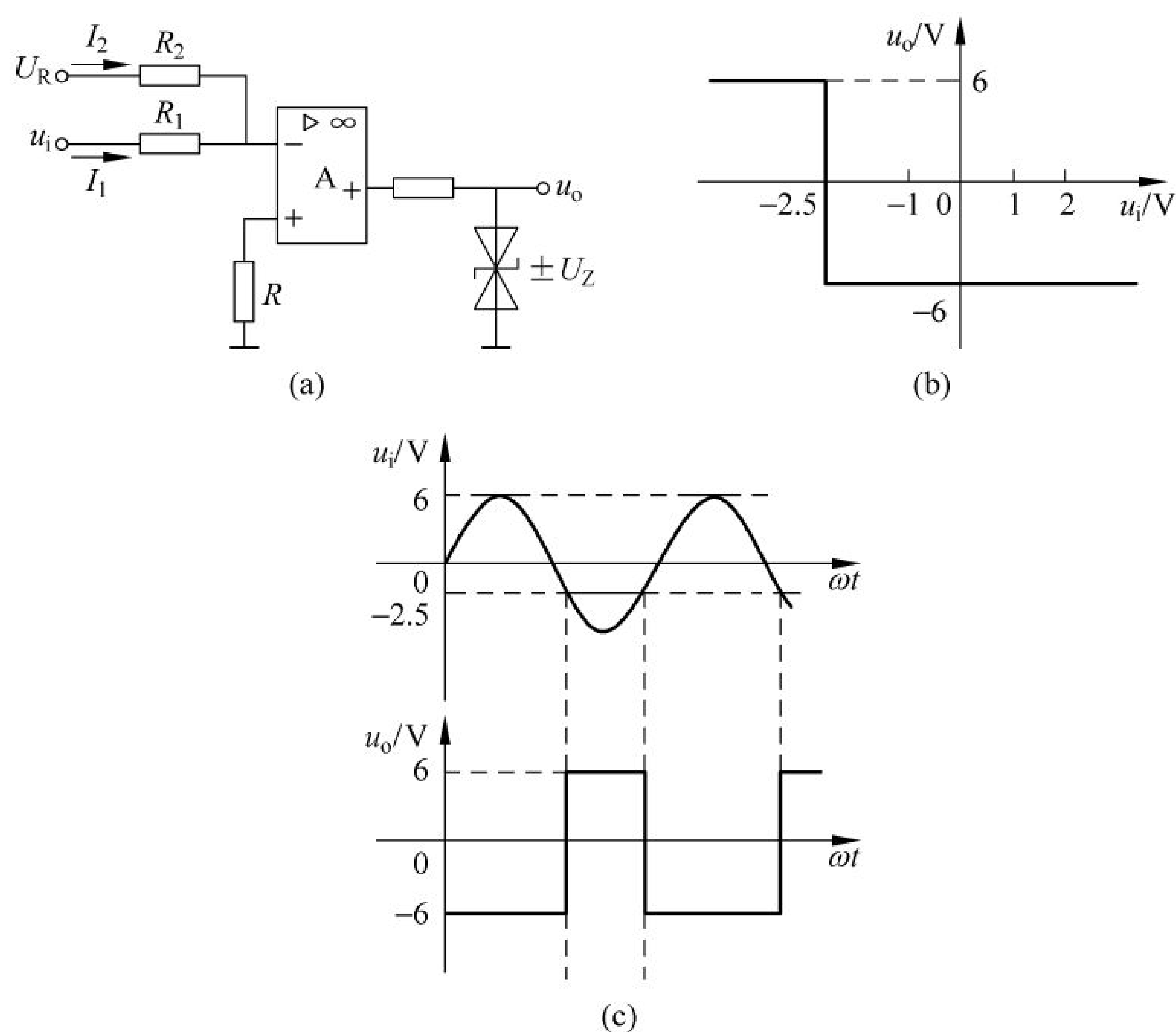


图 7.34 例 7.7 图

(2) 若已知 $u_i = 6\sin\omega t\,\mathrm{V}$,画出 u_o 的波形。

解:(1) 画 $u_o = f(u_i)$ 曲线,即电压传输特性。

由给定电路知,运算放大器 A 处于开环状态,电路的输出 u_o 被稳压管钳位,故

$$\pm u_{omax} = \pm U_Z = \pm 6\mathrm{V}$$

又由电路知,同相输入端 U_+ 接地,$U_+ = 0\mathrm{V}$。另根据反相输入端电路的联接可知电流 I_1、I_2 满足

$$I_1 + I_2 = 0$$

即

$$I_1 = -I_2$$

由于

$$I_1 = \frac{u_i - U_-}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_R - U_-}{R_2}$$

代入上式,得

$$\frac{u_i - U_-}{R_1} = -\frac{U_R - U_-}{R_2}$$

经变换,可得 U_- 的表达式为

$$U_- = \frac{R_2 u_i + R_1 U_R}{R_1 + R_2}$$

由图知,U_- 点过零会使输出状态发生转换,故电路满足下述关系:

当 $u_i > -\frac{R_1}{R_2}U_R$ 时　　$U_- > 0, \quad u_o = -U_Z$

而当 $u_i < -\frac{R_1}{R_2}U_R$ 时　　$U_- < 0, \quad u_o = +U_Z$

代入本例参数 $R_1=10\text{k}\Omega$，$R_2=20\text{k}\Omega$，$U_R=+5\text{V}$，可得：

当 $u_i>-\frac{10}{20}\times 5\text{V}=-2.5\text{V}$ 时，　　$u_o=-6\text{V}$

而当 $u_i<-\frac{10}{20}\times 5\text{V}=-2.5\text{V}$ 时，　$u_o=+6\text{V}$

因此，电路的电压传输特性曲线如图 7.34(b)所示。

(2) 画 u_o 相对于 u_i 的波形

根据上面的分析，电路的阈值点为-2.5V，图 7.34(c)所示的波形即为 u_i、u_o 的波形。由图知，当 u_i 幅值小于-2.5V 时，$u_o=+6\text{V}$；而当 $u_i>-2.5\text{V}$ 时，$u_o=-6\text{V}$。

7.5.3 正弦信号发生器

信号发生器是一种不需要外加输入信号，依据自激振荡的原理，产生具有一定幅度的周期性输出信号的装置。它广泛应用于测量、自动控制、通信、广播电视以及金属的熔炼、淬火、焊接等工程技术领域中。

1. 自激振荡的产生条件

正弦信号发生器是通过放大器引入合适的正反馈而构成的，图 7.35 所示是具有正反馈的放大电路框图。

由图 7.35 可见，当开关 S 接在“1”端时，基本放大电路由外部输入正弦信号$\dot{U}_i$，$\dot{U}_i$ 经放大后，输出电压$\dot{U}_o=\dot{A}_u\dot{U}_i$。然后$\dot{U}_o$ 再经反馈电路得到反馈电压$\dot{U}_f=\dot{F}\dot{U}_o$。如果此时将开关 S 换接到“2”端，且调节$\dot{F}$，使$\dot{U}_f$ 与$\dot{U}_i$ 大小相等、相位相同，即$\dot{U}_f=\dot{U}_i$，则$\dot{U}_i$ 可用$\dot{U}_f$ 替代，于是放大器的输出电压$\dot{U}_o$ 将保持不变。以上过程说明，放大器不需外接输入电压信号，而是通过合适的正反馈来维持一定的输出电压，就可以形成自激振荡。

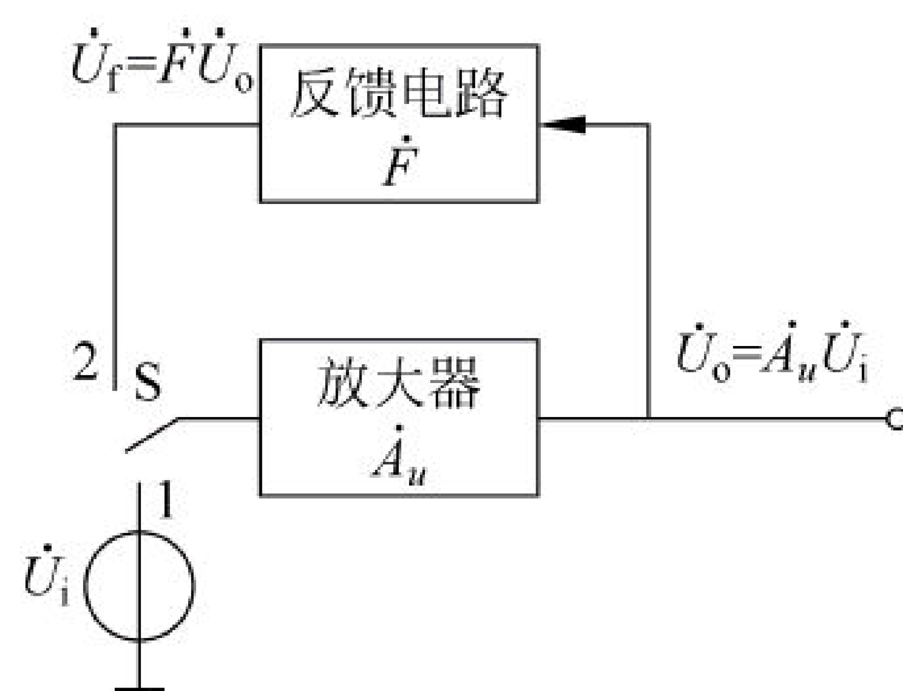


图 7.35　正弦振荡器框图

可见，形成自激振荡必须满足$\dot{U}_f=\dot{U}_i$，即

$$\dot{U}_f=\dot{F}\dot{U}_o=\dot{F}\dot{A}_u\dot{U}_i=\dot{U}_i \tag{7.22}$$

故

$$\dot{A}_u\dot{F}=1$$

因此，要产生自激振荡必须满足两个条件：

(1) 振幅条件

反馈电压的幅度要与原输入电压的幅度相等，就是说要有足够的反馈量，表达式为

$$|\dot{A}_u\dot{F}|=A_uF=1 \tag{7.23}$$

(2) 相位条件

反馈电压$\dot{U}_f$ 与原输入电压$\dot{U}_i$ 必须同相位，就是说必须满足正反馈的要求。

总之,相位条件保证了起振,振幅条件维持了等幅振荡。

当电路中满足$\dot{U}_f=\dot{U}_i$的条件时,振荡电路就有稳定的信号输出。那么最初的原始输入信号是怎么产生的呢?当振荡电路刚接通电源时,输入端必然会产生微小的电压变化量,它一般不是正弦量,但可以分解成许多频率不相同的正弦分量,它包含了从低频到高频的各种频率成分,其中必有一种频率的信号满足振荡器的相位平衡条件,产生正反馈。如果此时放大器的放大倍数足够大,满足$|\dot{A}_u\dot{F}|>1$的条件,则经过电路的不断放大后,输出信号在很短的时间内就由小变大,由弱变强,使电路振荡起来。

随着电路输出信号的增大,晶体管的工作范围进入了截止区和饱和区,电路的放大倍数$|\dot{A}_u|$开始减小,从而限制了振荡幅度的无限增大,最后当$|\dot{A}_u\dot{F}|=1$时,电路就有稳定的信号输出。从电路的起振到形成稳幅振荡所需的时间是极短的(大约经历几个振荡周期的时间)。

若要建立所需单一频率的稳幅振荡,而对其他谐波分量能够尽量抑制,振荡器应具有选择频率的能力,这项任务是由选频网络来完成的。因此,除满足自激振荡的两个条件外,正弦信号发生器还需一个选频网络。

2. *RC* 桥式正弦信号发生器

RC 桥式正弦信号发生器又称文式电桥(Wienbridge)振荡器,其原理电路如图7.36所示。这个电路由两部分组成,即放大器和选频网络。前者为由集成运算放大器和电阻R_f、R_1所组成的电压串联负反馈放大器,取其输入电阻高和输出电阻低的特点。后者由Z_1和Z_2组成,同时构成正反馈联接。由图7.36可见,Z_1、Z_2和R_1、R_f正好形成一个四臂电桥,电桥的对角线顶点接到放大器的两个输入端,桥式振荡器由此而得名。

为便于分析,重将*RC*桥式正弦信号发生器的选频网络绘于图7.37。实际上选频网络就是一个*RC*串并联电路。图中$\dot{U}_o$是*RC*串并联电路的输入电压,它是由放大器的输出端引过来的。$\dot{U}_f$是*RC*串并联电路的输出电压,作为放大器同相端的输入电压。

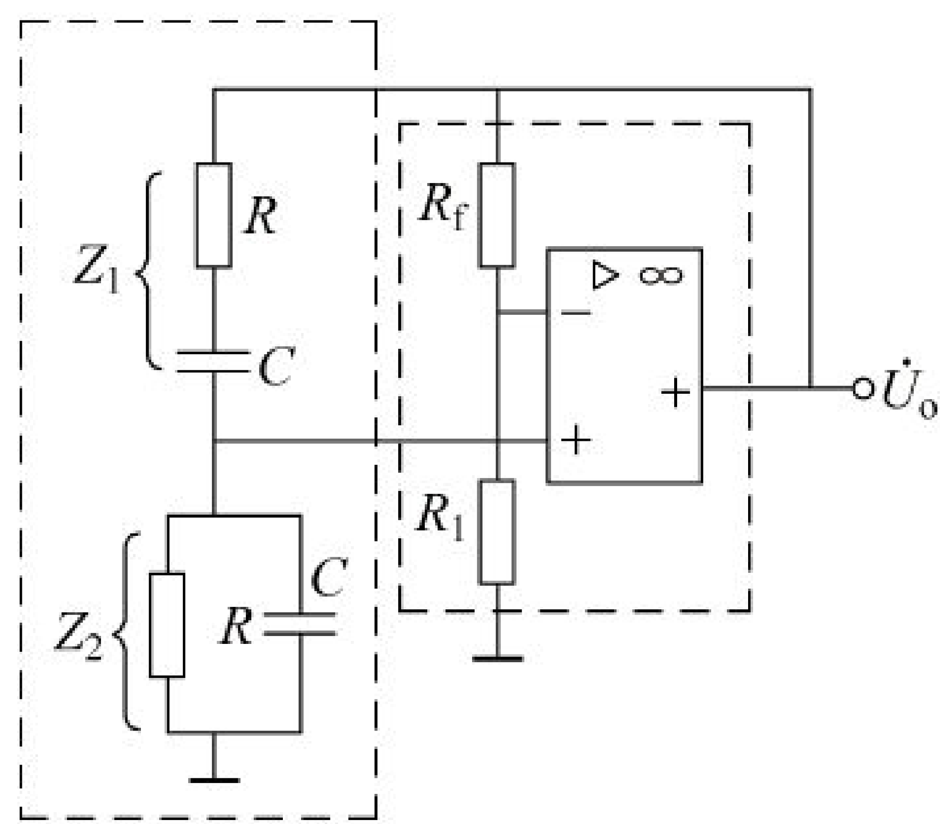


图7.36 *RC* 桥式正弦信号发生器

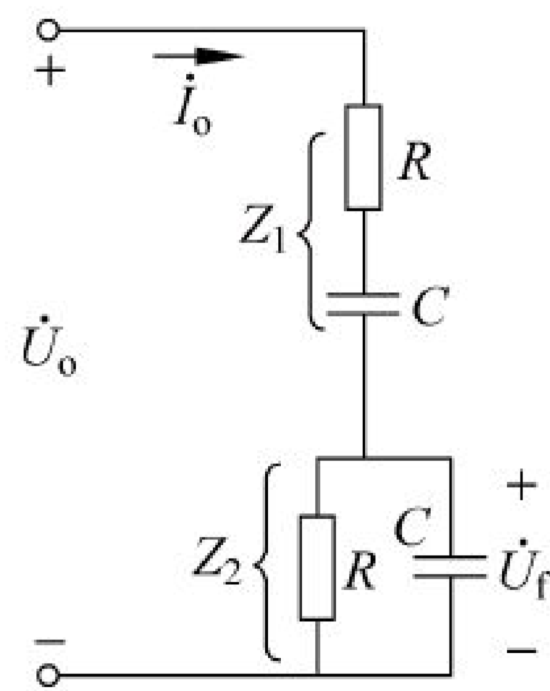


图7.37 *RC* 串并联电路

如果正弦电压$\dot{U}_o$的频率较高,则容抗数值很小,有$\frac{1}{\omega C}\ll R$。于是*RC*串联电路中电容*C*的分压作用与*RC*并联电路中电阻*R*的分流作用均可忽略。当ω越高时,$\frac{1}{\omega C}$越小,$\dot{U}_f$幅

度越小，$\dot{U}_f$ 滞后于$\dot{U}_o$ 的角度则越大；当 ω 趋于∞时，$\dot{U}_f$ 的幅值近似为零，滞后角 φ_f 趋近于$-90°$。

如果正弦电压$\dot{U}_o$ 的频率较低，则容抗数值很大，有$\frac{1}{\omega C}\gg R$。同理 RC 串联电路中电阻 R 的分压作用与 RC 并联电路中电容 C 的分流作用均可忽略。当 ω 越低时，$\frac{1}{\omega C}$越大，$\dot{U}_f$ 幅度则越小，F 亦越小，$\dot{U}_f$ 超前于$\dot{U}_o$ 的角度越大；当 ω 趋于零时，$\dot{U}_f$ 的幅值亦近似为零，超前角 φ_f 趋近于$+90°$。

综上所述，对于阻容参数固定的 RC 串联电路来说，其频率特性如图 7.38 所示。

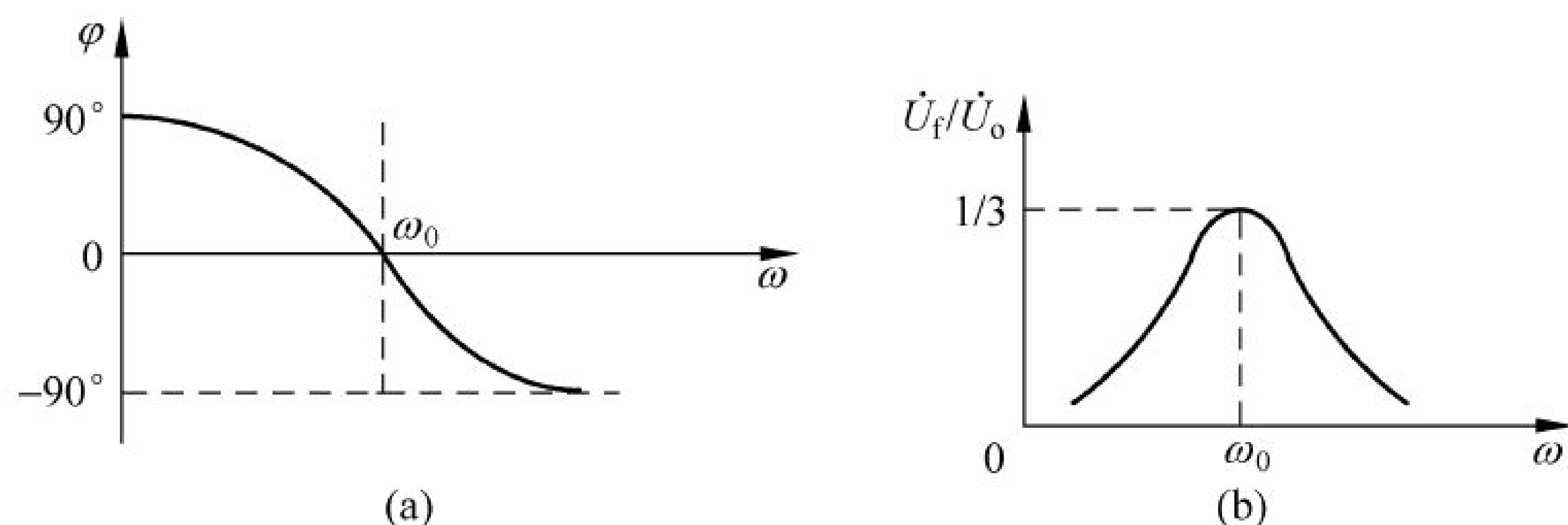


图 7.38　RC 串并联电路的频率特性

(a) 相频特性；(b) 幅频特性

下面通过频率特性的定量分析导出振荡频率及相应的输入与输出的幅值比。

由图 7.37 可得

$$\dot{F}=\frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o}=\frac{Z_2}{Z_1+Z_2}=\frac{\dfrac{R}{1+j\omega RC}}{R+\dfrac{1}{j\omega C}+\dfrac{1}{1+j\omega RC}}$$

$$=\frac{j\omega RC}{1+(j\omega RC)^2+3j\omega RC}=\frac{1}{3+j\left(\omega RC-\dfrac{1}{\omega RC}\right)}$$

令 $\omega_0=\frac{1}{RC}$，则上式可简化为

$$\dot{F}=\frac{1}{3+j\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

由此可得 RC 串并联电路的幅频特性及相频特性(见图 7.38)为

$$F=\frac{1}{\sqrt{3^2+\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

$$\varphi_f=-\arctan\frac{\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}}{3}$$

当

$$\omega=\omega_0=\frac{1}{RC}\quad 或\quad f=f_0=\frac{1}{2\pi RC}\tag{7.24}$$

幅频特性的幅值为最大,即

$$F = \frac{1}{3} \tag{7.25}$$

而相频特性的相角

$$\varphi_f = 0 \tag{7.26}$$

这就是说,此时选频网络的输出电压$\dot{U}_f$为最大,是放大器的输出电压$\dot{U}_o$的$\frac{1}{3}$,且$\dot{U}_f$与$\dot{U}_o$同相。因为,只有当$\varphi_f=0$时,才满足自激振荡的相位条件,而振荡频率由式(7.24)决定。由式(7.23)可知,当F确定之后,振幅条件取决于放大器的开环电压放大倍数A_u,只要A_u略大于3即可起振。若A_u选得过大,虽起振容易,但振荡幅度将受到放大管非线性特性的影响,致使输出波形产生失真。为此在运算放大器的反相输入端加入适量的负反馈(反馈电路由R_1、R_f组成),以限制A_u值,从而大大减小了波形的失真,提高了电路工作的稳定性。

7.6 运算放大器在汽车中的应用

运算放大器在汽车电子控制电路中应用非常广泛,不论是它在线性工作区的作用,还是非线性工作区的应用都很多。尤其是运算放大器在非线性工作区的应用——电压比较器,更是应用非常普遍。例如,燃油喷射控制系统中的燃油泵转速控制电路、怠速控制电路、点火控制器中的点火线圈电流限制电路等。

7.6.1 车灯断线监测电路

车灯断线监测电路是一个电压比较器的典型应用实例。在图7.39中,电压比较器反相输入端的基准电压U_B来自蓄电池电源电压经R_1、R_2的分压。

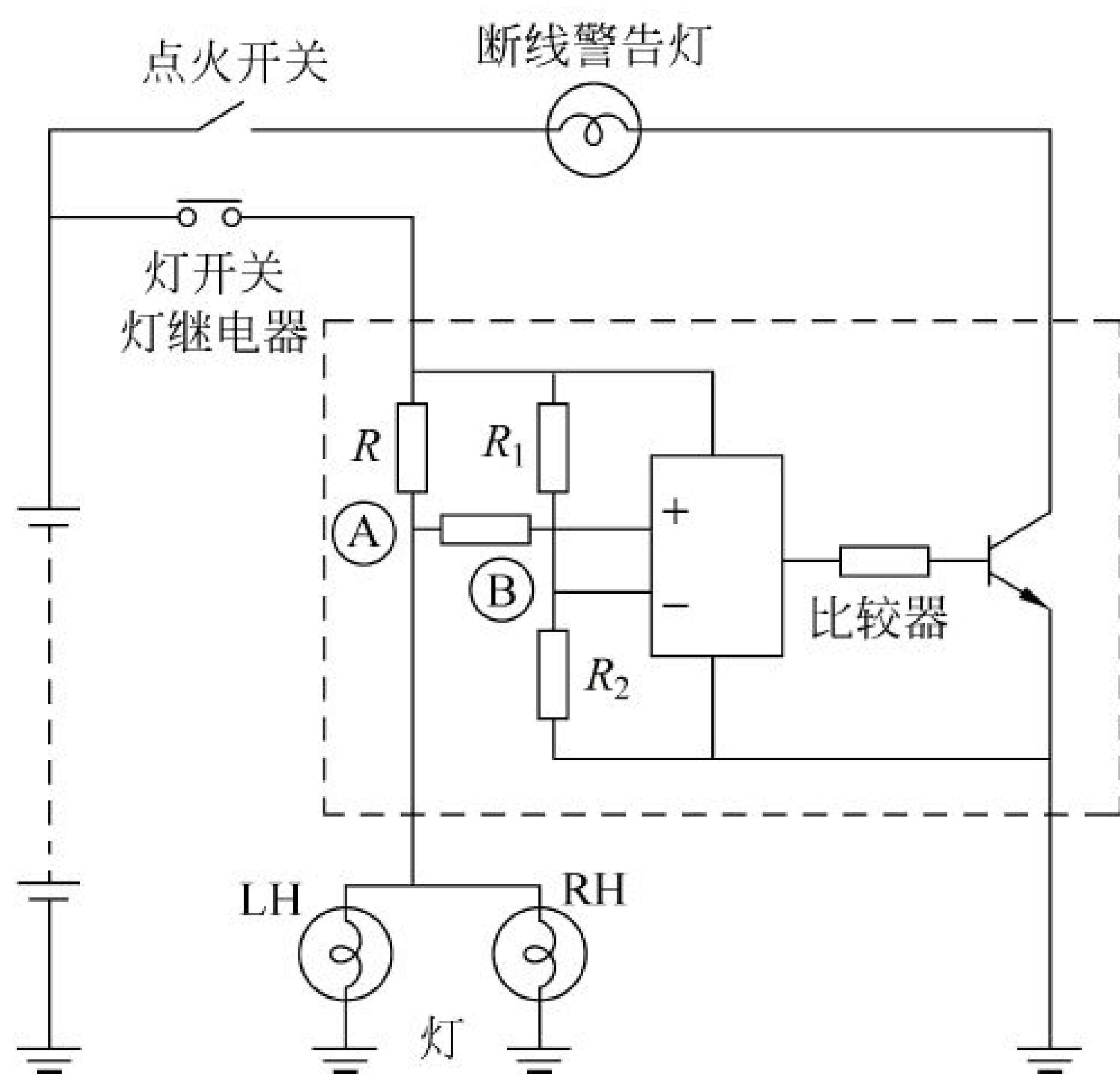


图7.39 车灯断线监测电路

微小的电流检测电阻 R 与被监测灯具相串联(例如,前照灯、尾灯、牌照灯等)。当电灯被接通电源,形成通路时,电流流过检测电阻 R 形成电压。

当车灯全部点亮时,电流流过检测电阻 R 所形成的电压较大,使 A 点电位低(A 点为电压比较器的同相输入端)。因此 $U_A<U_B$,使比较器输出低电位,晶体管截止。

断线报警灯不亮,表示车灯电路无断线,正常工作。当有一个或几个车灯断线时,流过检测电阻 R 的电流相对减少,电阻 R 上的电压也减少,使 A 点电位上升,从而使 $U_A>U_B$,比较器输出高电位,进而使晶体管导通点亮警告灯,表示有断线发生。

7.6.2　巡航控制的基本原理

汽车巡航控制系统 CCS,是指汽车以一定的速度匀速行驶的控制系统。它可以在汽车行驶中减轻驾驶员的劳动强度,提高行车安全,提高乘员的乘坐舒适性,并且提高燃油的经济性和排放性。

巡航控制系统是一个典型的闭环控制系统,其控制原理如图 7.40 所示。图中的 CCS ECU 内有四个运算放大器,其中 A_1 为电压比较器,A_2 为比例运算电路,A_3 为积分运算电路,A_4 为放大驱动电路。其中巡航车速指令信号是由驾驶员通过方向盘附近的一个手柄上的巡航开关设定的,而实际车速信号由车速传感器采集反馈而来。当巡航车速指令信号和实际车速反馈信号输入给巡航电控单元 CCS ECU 后,CCS ECU 内的运算放大器 A_1(电压比较器)经过比较运算后,便可得两个信号之差,称为误差信号。误差信号经过运算放大器 A_2 的比例运算和运算放大器 A_3 的积分运算后,再经过运算放大器 A_4 的放大处理后,就可得到控制节气门开度大小的控制信号。CCS ECU 将此控制指令发送给执行机构,执行机构就可驱动节气门拉索调节发动机节气门开度的大小,将实际车速迅速调节到驾驶员设定的车速值,从而实现恒速控制,即实现巡航控制。

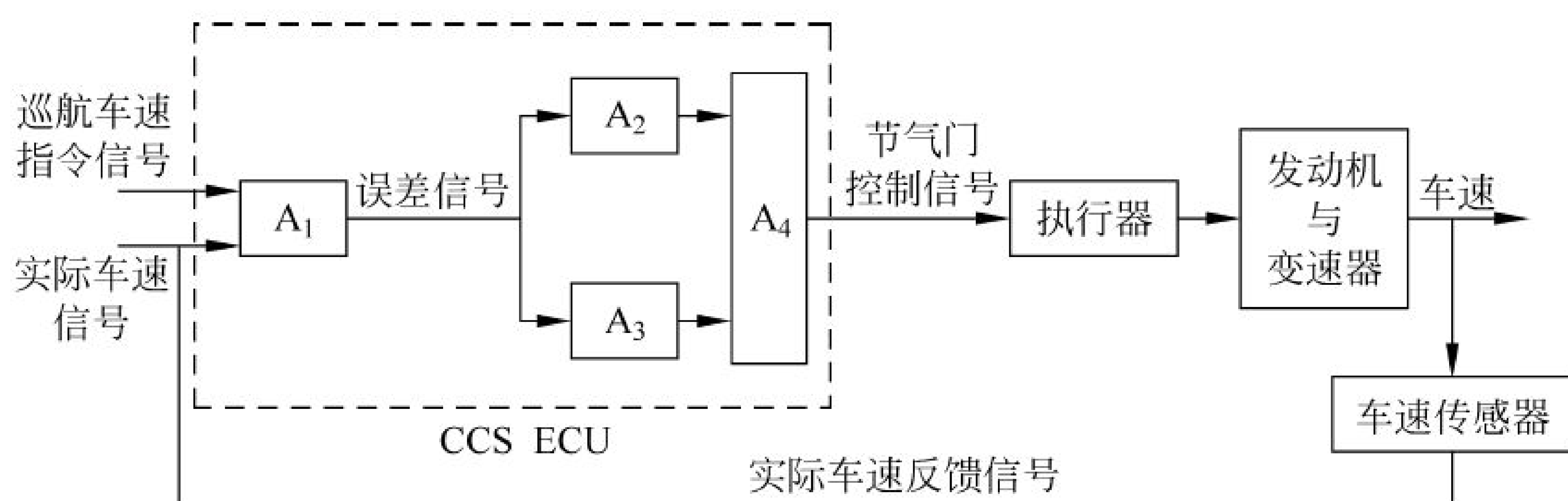


图 7.40　巡航控制系统的基本控制原理

在控制过程中,当实际车速低于驾驶员设定的巡航车速值时,巡航电控单元 CCS ECU 将向执行机构发出增大节气门开度的指令,使实际车速升高到巡航车速。反之,当实际车速高于驾驶员设定的巡航车速值时,巡航电控单元 CCS ECU 将向执行机构发出减小节气门开度的指令,使实际车速降低到巡航车速,从而使实际车速基本保持在驾驶员设定的巡航车速值不变。

可以看出,运算放大器在上述控制过程中,起到了决定性的作用。

重点与难点答疑

问题1:“虚地”的本质是什么?为什么实际运算放大器中“虚地”是指电位接近零而又不等于零?在什么情况下才能引用“虚地”的概念?

答:理想运算放大器的同相端为地电位时,由于“虚短”的存在,反相端电位等于同相端电位(即地电位),以保证输出为一有限值。这时虽然两端电位相等且等于地电位,但两端之间无电流通过,故称为“虚地”。由于实际运算放大器的放大倍数不为无穷大,所以为保证一定的输出,“虚地”的反相端电位不为零。再假设把反向输入端接地,那么输出也将是零,运算放大器将失去放大作用。“虚地”的概念只能运用于反相的运算电路。

问题2:运算放大器来实现数学运算时,为什么大都采用反相输入?

答:运算放大器之所以采用反相输入来实现数学运算是因为:

当从反向输入端输入时,由于运算放大器的反向输入端为“虚地”,当有多个输入信号从反向输入端输入时,和各个信号单独作用的叠加结果是完全一样的,使输入信号源之间无相互影响,简化了加法运算,电路参数的调整也非常方便。反之,如果将多个输入信号改接到同相输入端,则各输入信号之间将相互影响,数学运算较为复杂。

另外,从反馈的角度讲,反相比例电路是并联电压负反馈,运算放大器的输入端无共模信号。同相比例电路是串联电压负反馈,运算放大器输入端加有共模信号。

问题3:如果需要实现:稳定输出电压,稳定输出电流,稳定静态工作点,提高输入电阻,减小输入电阻等要求,应分别引入什么样的负反馈?

答:为稳定输出电压,应引入交流电压负反馈;为稳定输出电流,应引入交流电流负反馈;为稳定静态工作点,应引入分压式直流负反馈;为提高输入电阻,应引入交流串联负反馈;为减小输入电阻,应引入交流并联负反馈。

问题4:反相比例运算电路中,为什么平衡电阻$R_2=R_1/\!/R_f$?

答:当输入信号u_i为零时,两个输入端静态基极电流为$I_{B1}=I_{B2}$。当输入级差放的两个输入端完全对称时,此时,输出信号u_o也应该为零。为了保证两个输入端的外接电路的结构对称性,同相输入端是通过平衡电阻R_2接地的。其大小可以通过虚断、虚短的概念来求解,也可以将输入和输出都对地短接,然后求解两输入端的等效电阻,并使其相等,得到$R_2=R_1/\!/R_f$。

问题5:如何推导运算放大器的各种运算关系?

答:分析运算关系的前提,是运算放大器应工作于线性工作区(从电路结构上应有负反馈存在)。当认清运算放大器工作于线性工作区之后,通常采用如下三种方式:

(1) 对于由多个运算放大器组成的运算放大电路,要善于化整为零,分割成若干个基本单元运算电路(反相比例、同相比例,求和、差动、积分、微分等)。再利用这些基本单元运算电路的基本关系式,进行推导运算关系。

(2) 对于往往是由一个运算放大器构成的运算电路,但又不和基本单元运算电路的电路结构一样。只能模仿书中基本单元运算电路的推导过程,利用虚断、虚短、虚地来推导(即

由 $i_i = i_f$ 或 $u_+ = u_-$ 把输入量 u_i 与输出量 u_o 联系起来，形成一个关系式）。

（3）复杂的运算放大电路一般是几种推导方法的综合。就是既利用基本单元运算电路的运算关系式，又要利用虚断、虚短、虚地，还要利用求解分析电路的各种定理、定律及分析方法（常用的是欧姆定律、基尔霍夫定律与叠加原理）。

练　习　题

7-1　零点漂移是如何形成的？哪一种电路能够抑制零点漂移？它又是如何工作的？

7-2　图 7.41 所示电路为由运算放大器构成的线性刻度欧姆表电路图，被测电阻 R_x 作为反馈电阻接在输出端与反相输入端之间，信号电压取自稳压管，$U_Z = 6\text{V}$，输出端接量程为 6V 的直流电压表，用以读取 R_x 值。当开关 SA 合在 R_3 挡时，电压表指示为 3V，试问 R_x 值为多少？

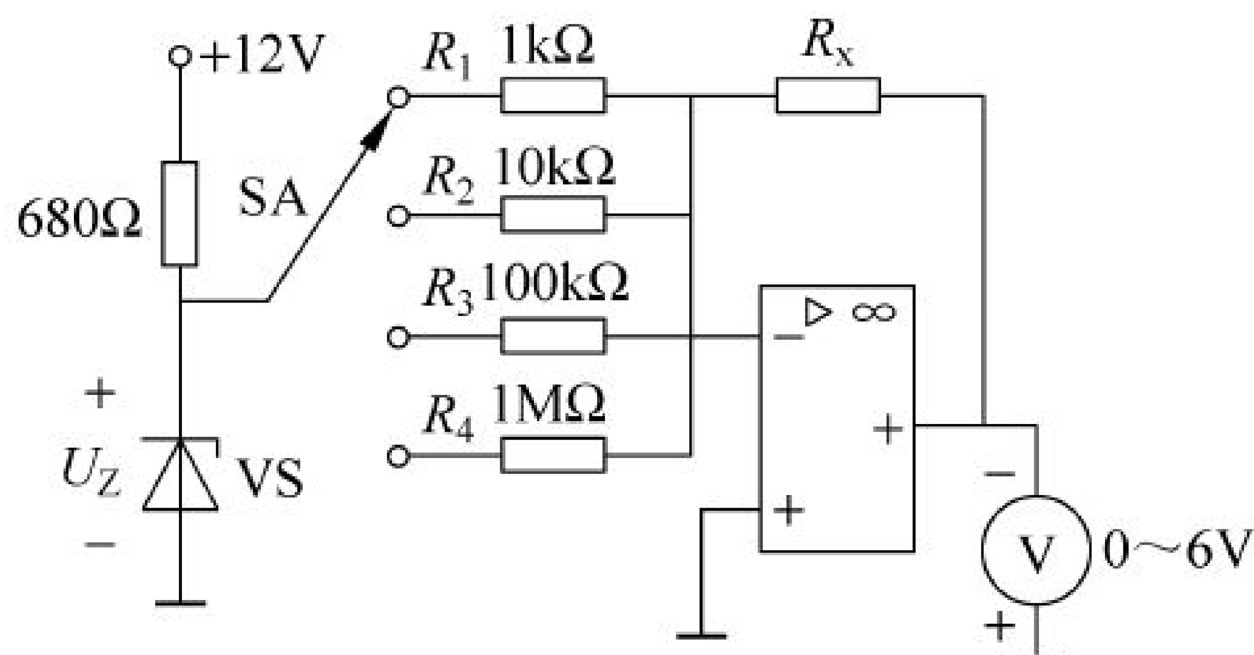


图 7.41　题 7-2 图

7-3　电路如图 7.42 所示，u_{i1} 和 u_{i2} 的波形分别如图 7.42 所示。试画出输出电压 u_o 的波形（注意在时间轴上要对应）。

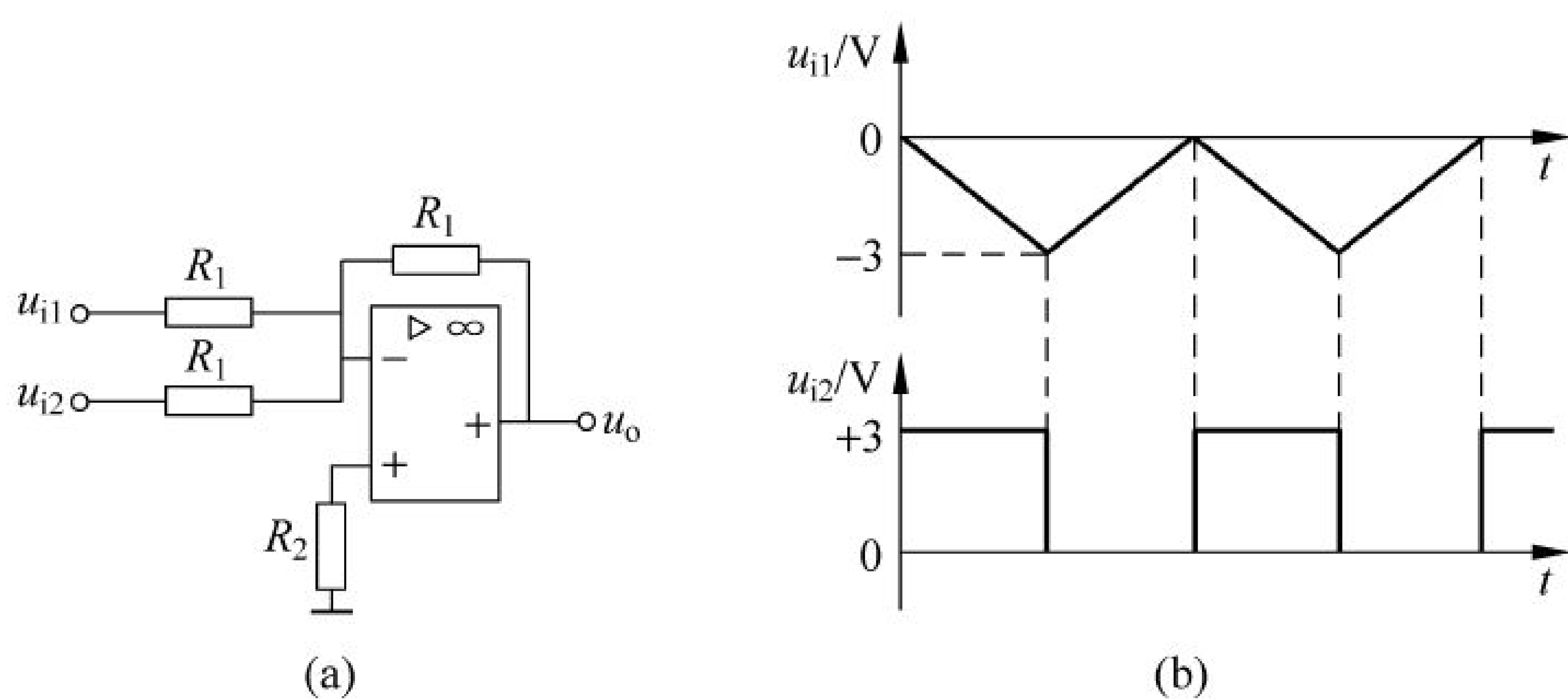


图 7.42　题 7-3 图

7-4　电路如图 7.43 所示，已知各输入信号分别为 $u_{i1} = 0.5\text{V}$，$u_{i2} = -2\text{V}$，$u_{i3} = 1\text{V}$，其他参数见图，试回答下列问题：

（1）图中两个运算放大器分别构成何种单元电路？

（2）求电路的输出电压 u_o；

（3）试确定电阻 R_3。

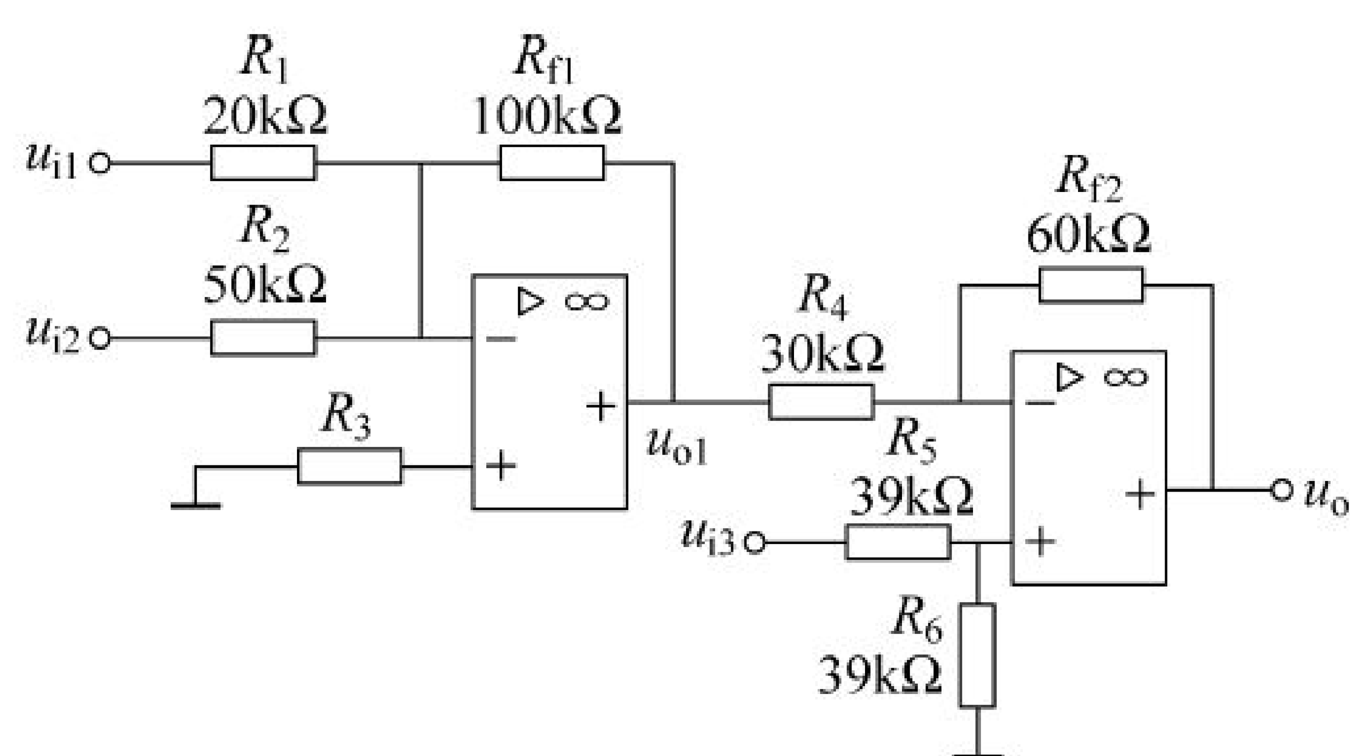


图 7.43 题 7-4 图

7-5 图 7.44(a)、(b)所示电路为由运算放大器构成的电压-电流转换电路,试推导它们的输出电流 $i_L(I_L)$与信号电压 $u_i(U_i)$的关系式。

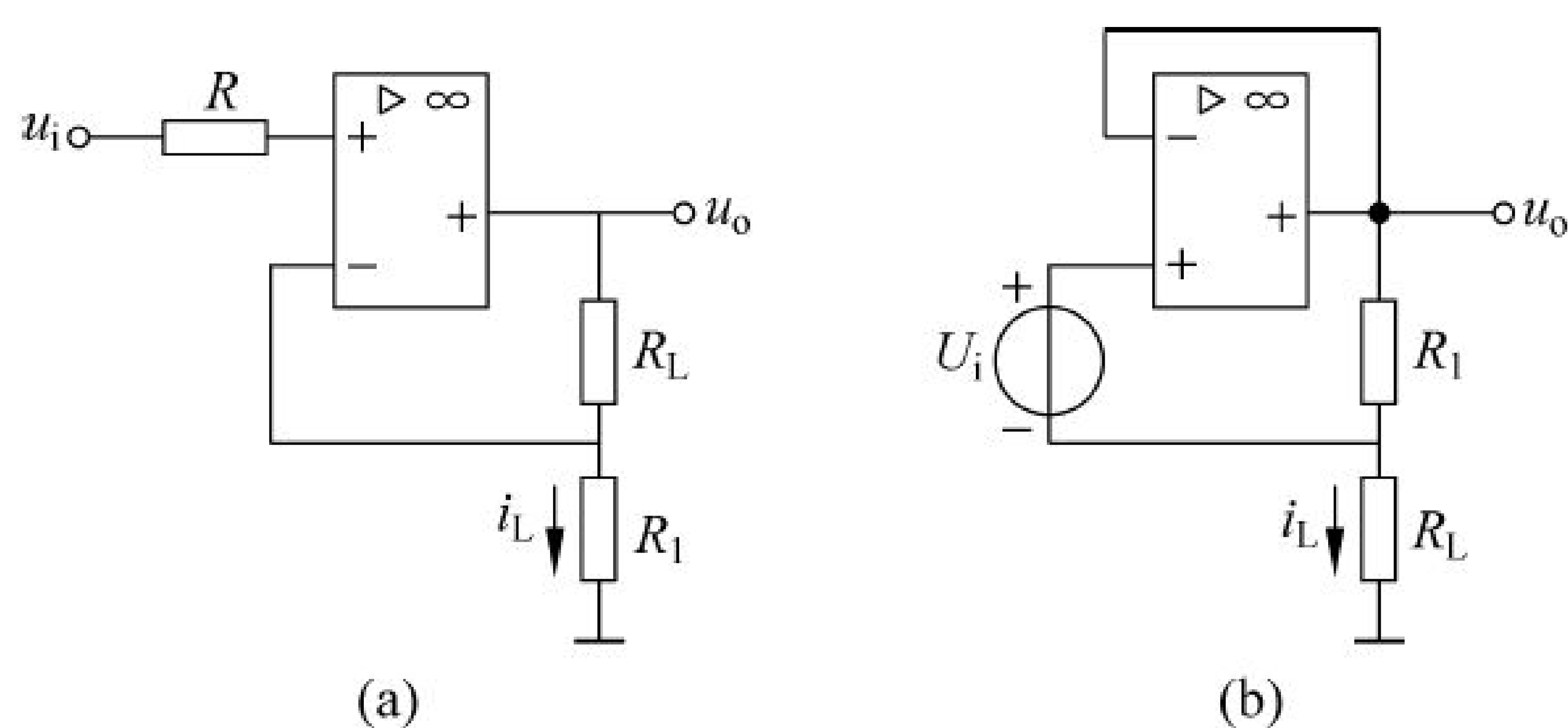


图 7.44 题 7-5 图

7-6 图 7.45 所示电路中,$R_2=R_3=R_4=4R_1$,求$\frac{u_o}{u_i}$。

7-7 图 7.46 所示电路为放大倍数可调的放大器,试求放大倍数的调节范围。

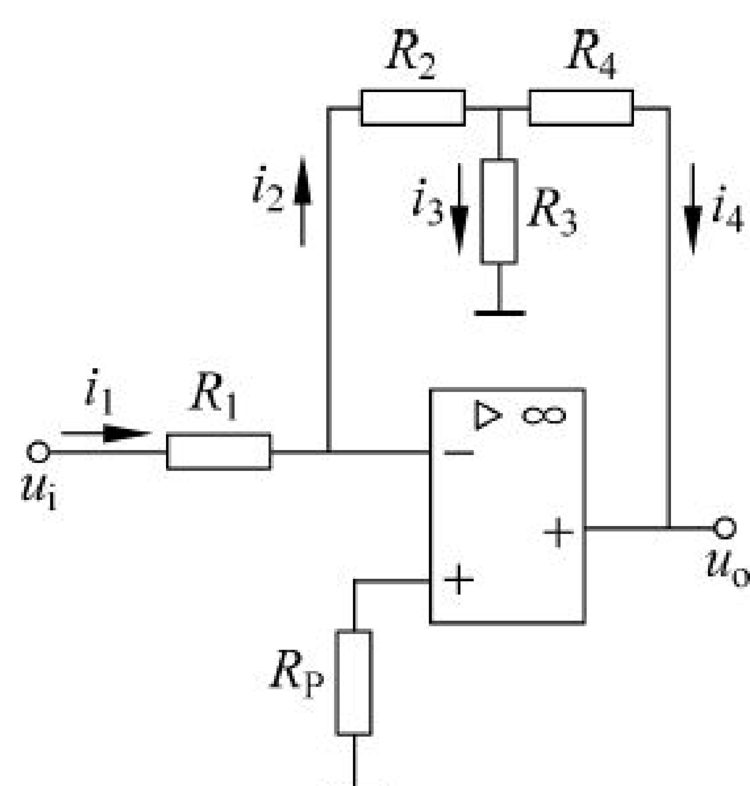


图 7.45 题 7-6 图

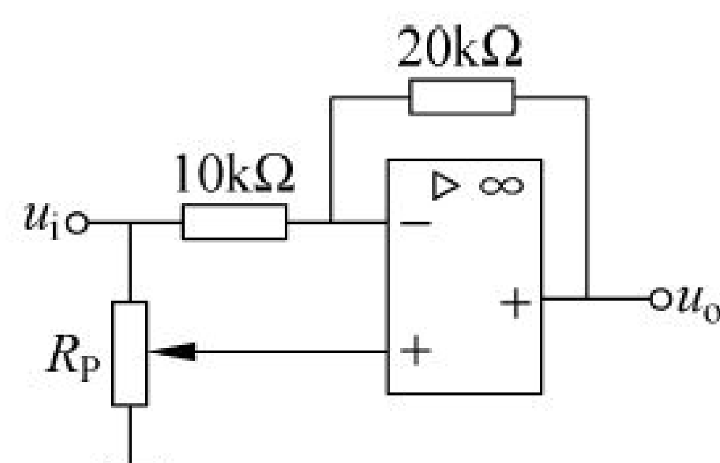


图 7.46 题 7-7 图

7-8 电路如图 7.47 所示,试求开关 S 打开和闭合两种情况下 u_o 与 u_i 的关系。

7-9 电路如图 7.48 所示,求证:

$$u_o=2\left(1+\frac{2R}{R_1}\right)(u_{i2}-u_{i1})$$

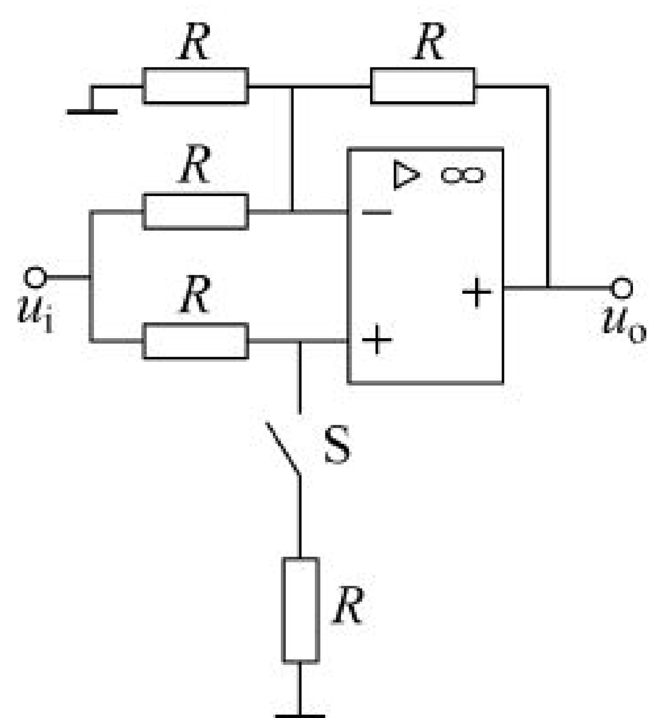


图 7.47　题 7-8 图

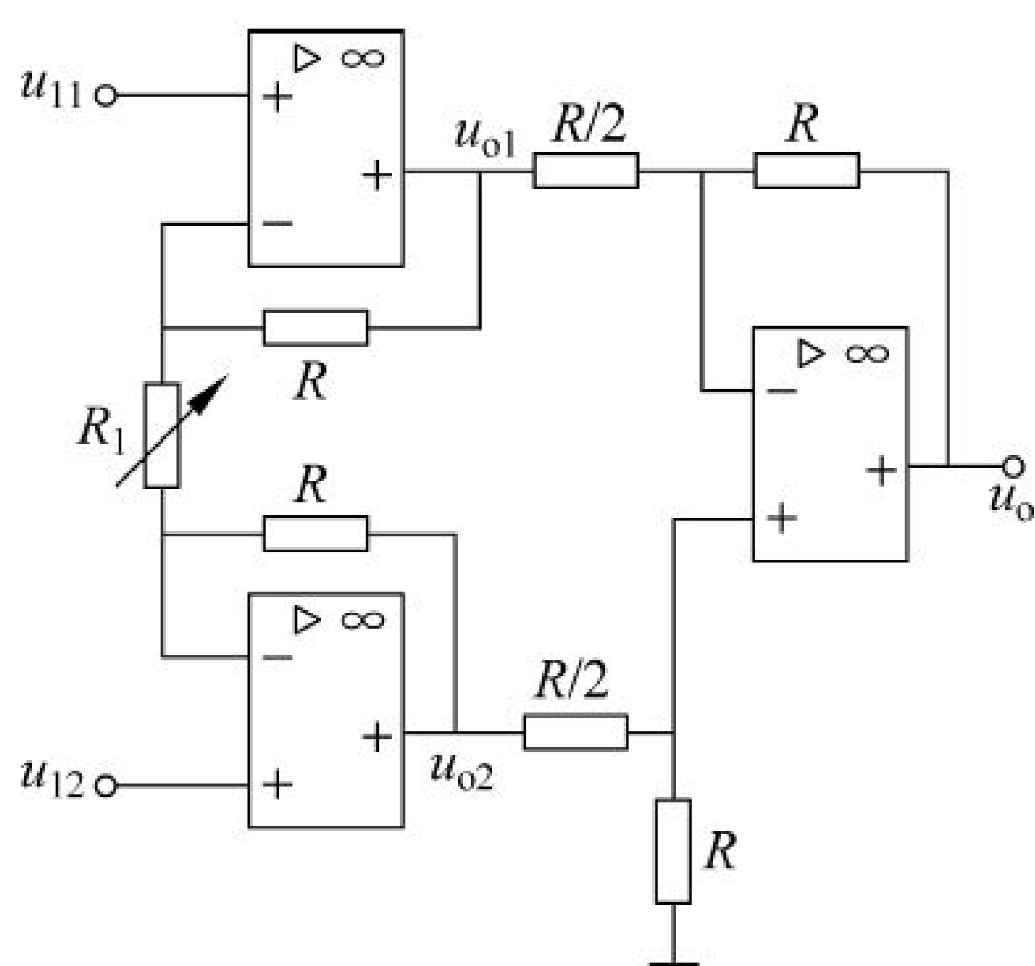


图 7.48　题 7-9 图

7-10　求图 7.49 所示电路中 U_o 与 U_{i1}、U_{i2} 的关系。

7-11　计算图 7.50 所示电路中的 u_{o1}、u_{o2}、u_{o3} 的值。

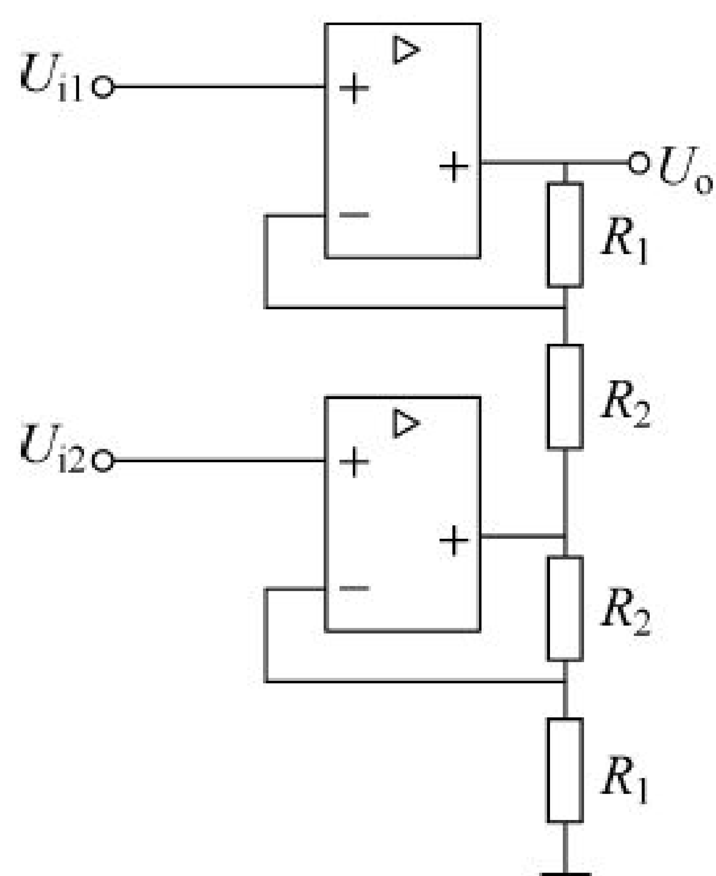


图 7.49　题 7-10 图

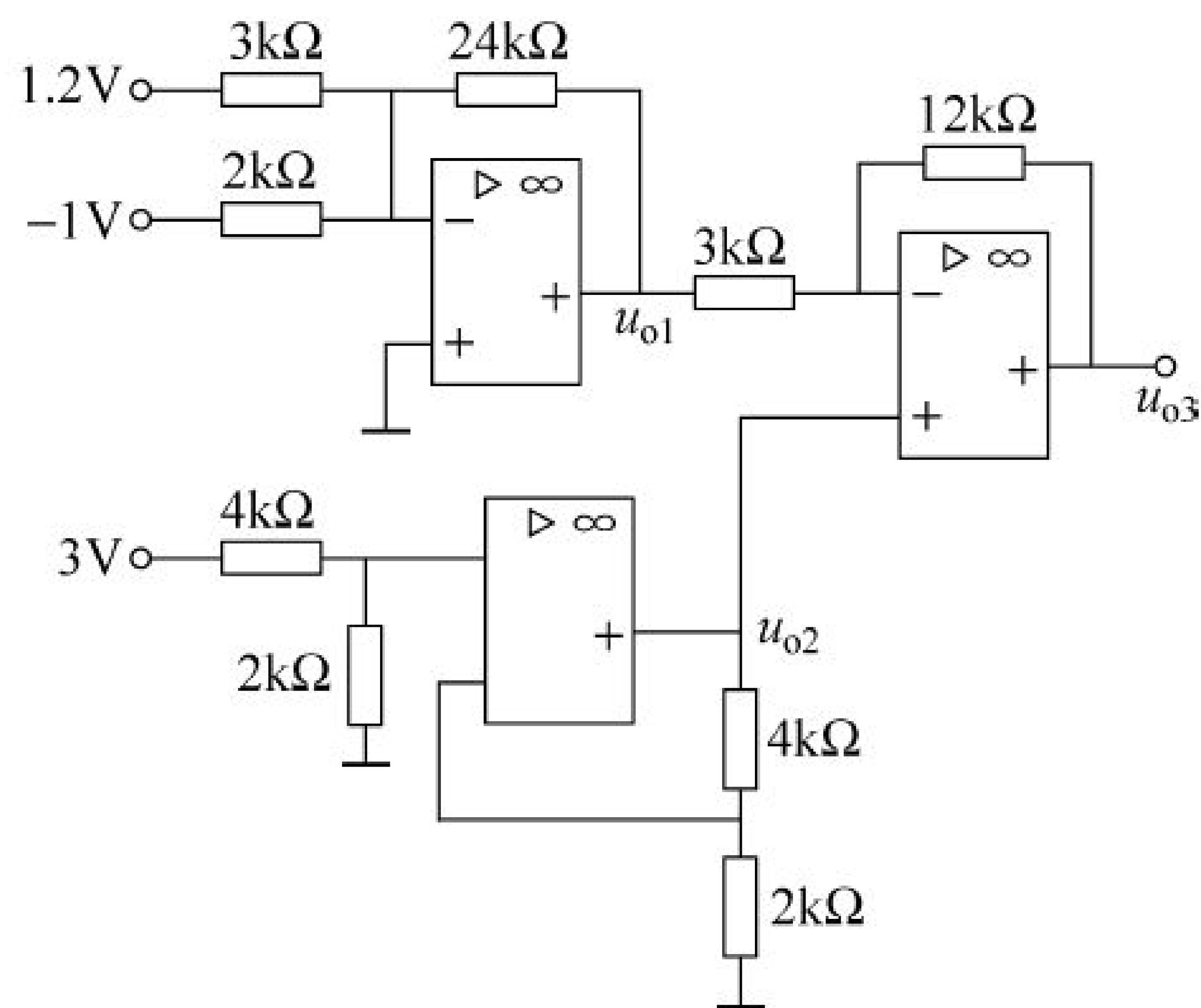


图 7.50　题 7-11 图

7-12　图 7.51(a)所示电路中，设 $R=50\text{k}\Omega$，$C=1\mu\text{F}$，输入信号的波形图如图(b)所示，试画出与其对应的输出信号 u_o 的波形，并标出其幅值(设电容的初始电压为零)。

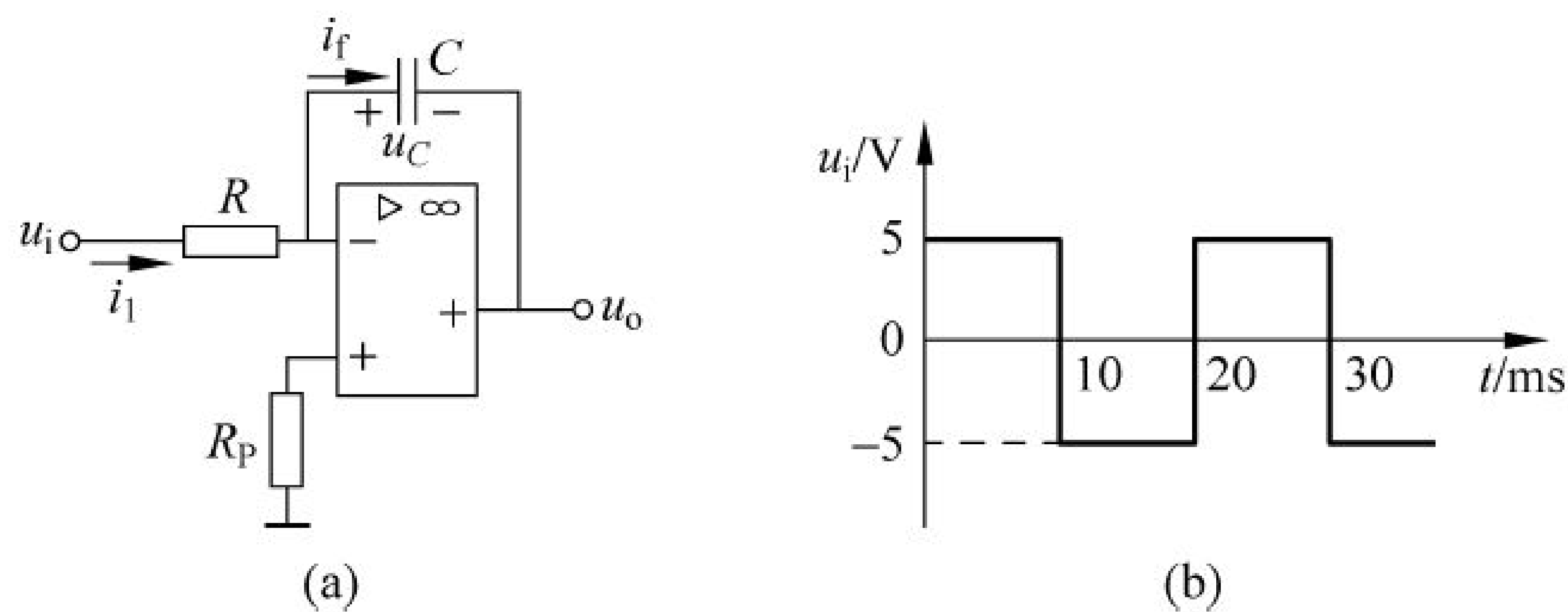


图 7.51　题 7-12 图

7-13　图 7.52 所示电路为差动积分电路，已知 $R_1=R_3=R_4=R_5=R$，试证明下式成立：

$$U_o=\frac{1}{RC}\int(u_{i1}-u_{i2})\mathrm{d}t$$

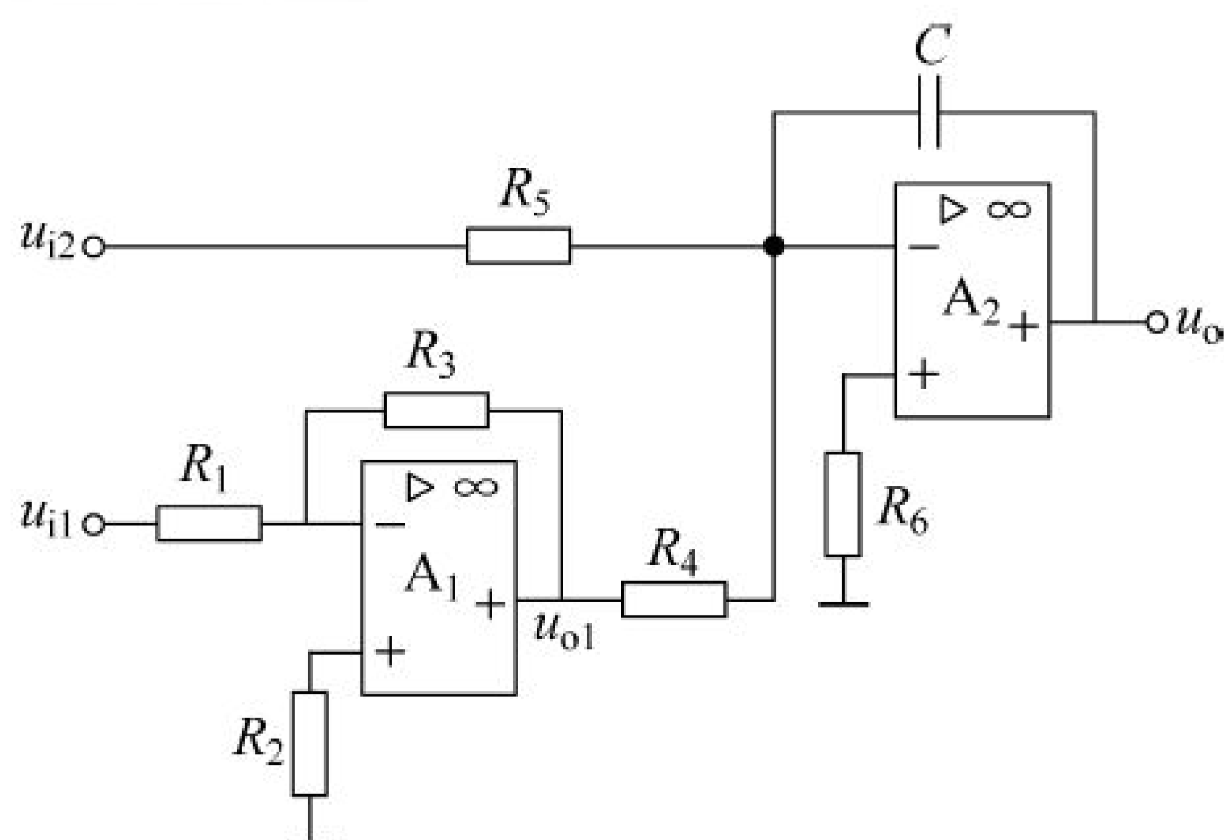


图 7.52 题 7-13 图

7-14 电路如图 7.53 所示,设 $u_{i1}=u_{i2}=0$ 时,$u_C(0)=0$。若将 $u_{i1}=-10\text{V}$ 加入 0.2s 后,再将 $u_{i2}=15\text{V}$ 也加入电路中,求再经过多长时间输出端电压达到 $u_o=-6\text{V}$? 指出运算放大器 A_1、A_2 分别构成何种单元电路?

7-15 电路如图 7.54 所示,试求输入、输出的关系。

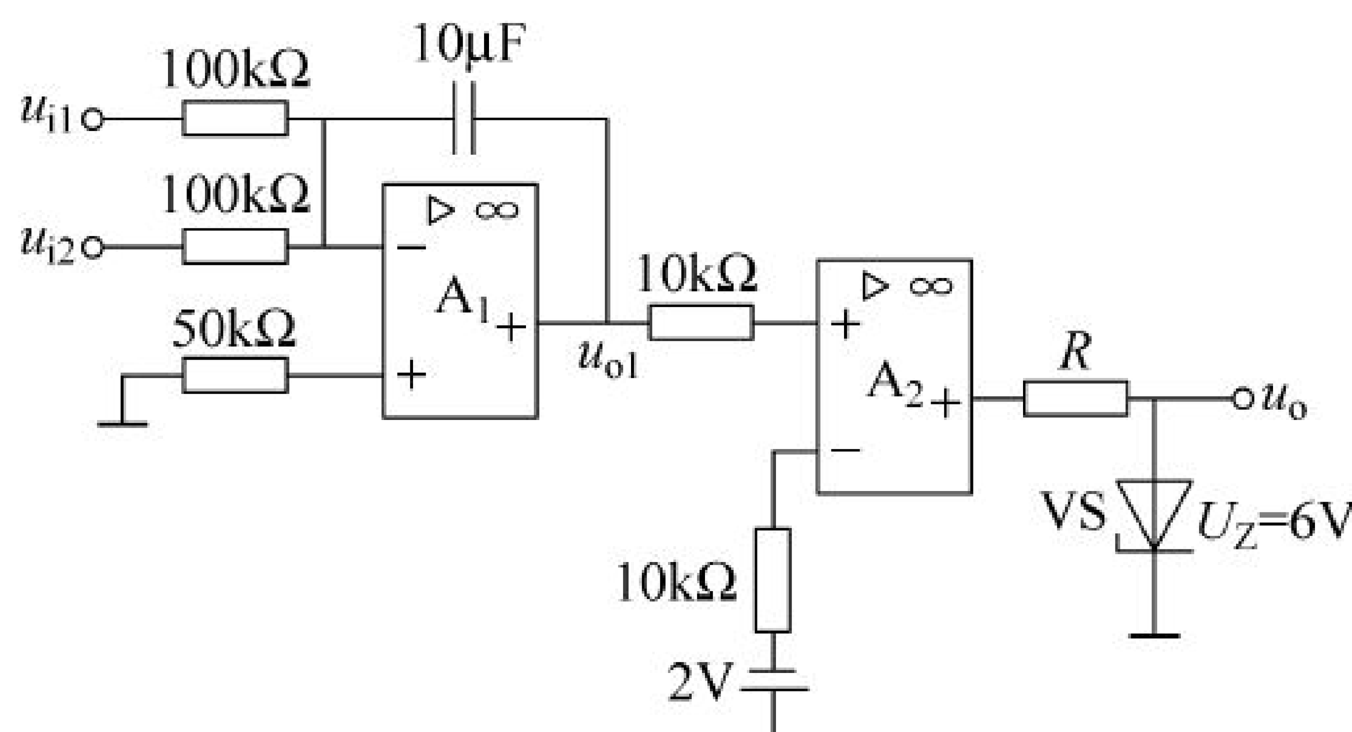


图 7.53 题 7-14 图

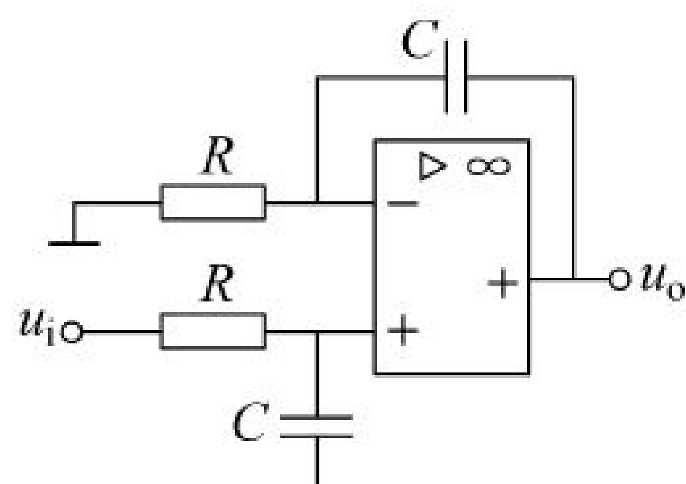


图 7.54 题 7-15 图

7-16 在下列情况下,应在放大电路中引入何种组态的负反馈?

(1) 使放大电路的输出电阻降低,输入电阻降低;

(2) 使放大电路的输入电阻提高,输出电压稳定;

(3) 使放大电路吸取信号源的电流小,带负载能力强。

7-17 为了增大运算放大器的输出功率,通常在它的后面接一功率晶体管或互补对称功率电路,如图 7.55 所示。试分析图中各电路的反馈类型,并指出它们分别稳定哪个输出量。

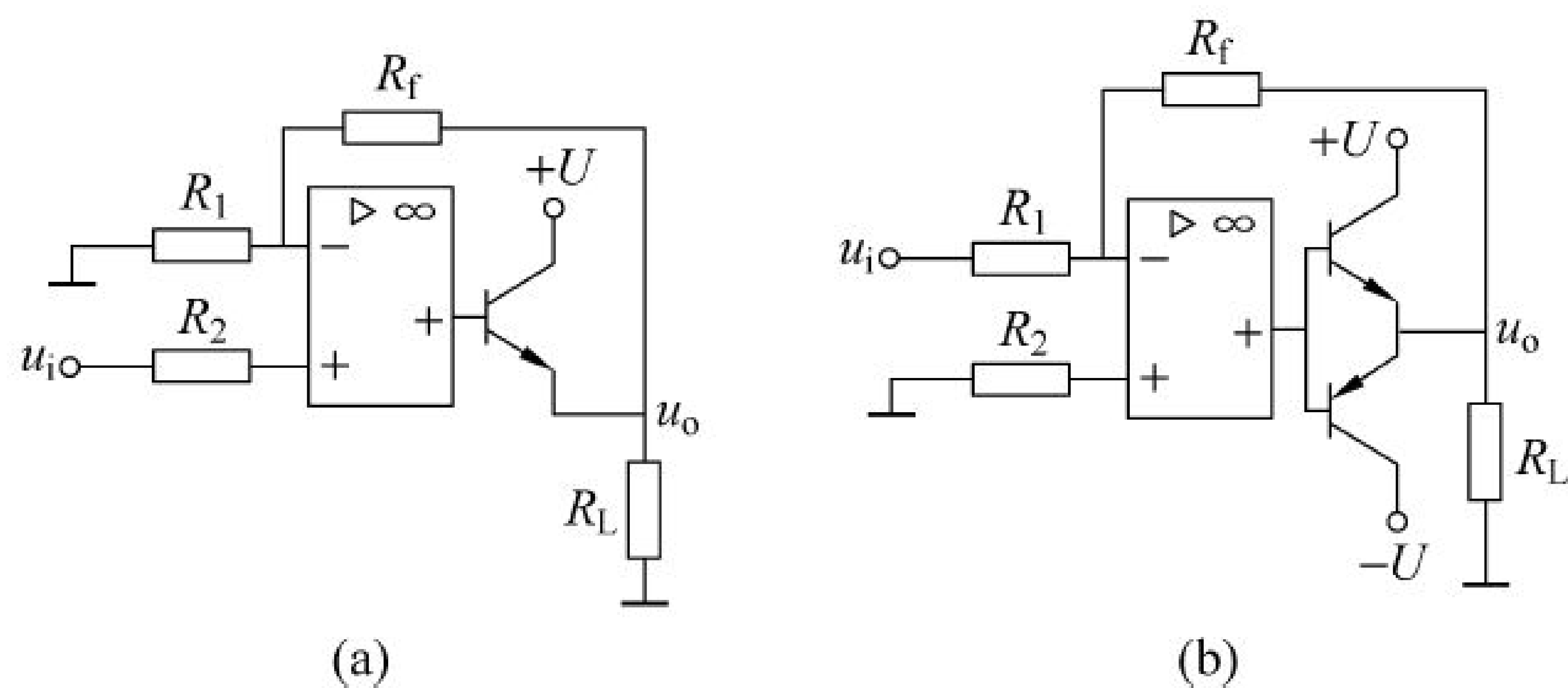


图 7.55 题 7-17 图

7-18 振荡电路如图 7.56 所示,已知 $R=20\text{k}\Omega$,电容 C 的可变范围为 30～360pF,试求振荡频率范围。

7-19　画出图 7.57 所示电路的电压传输特性。

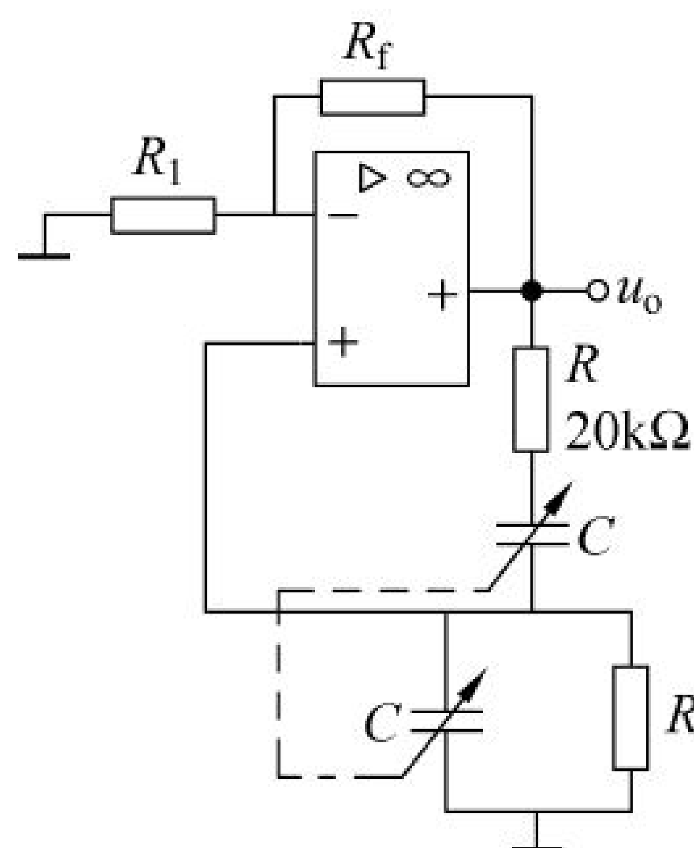


图 7.56　题 7-18 图

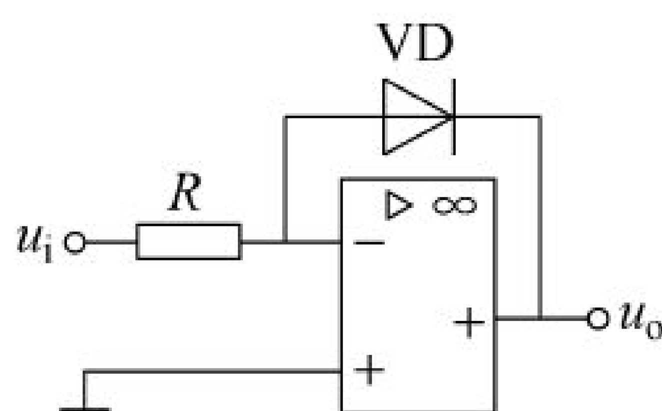


图 7.57　题 7-19 图

7-20　图 7.58 所示电路中，运算放大器的最大输出电压$U_{om}=\pm12$V，稳压管的稳定电压$U_Z=6$ V 正向管压降 0.7V，$u_i=12\sin\omega t$ V。当参考电压 $U_R=+3$V 和-3V 两种情况时，作出传输特性和输出电压 u_o 的波形。

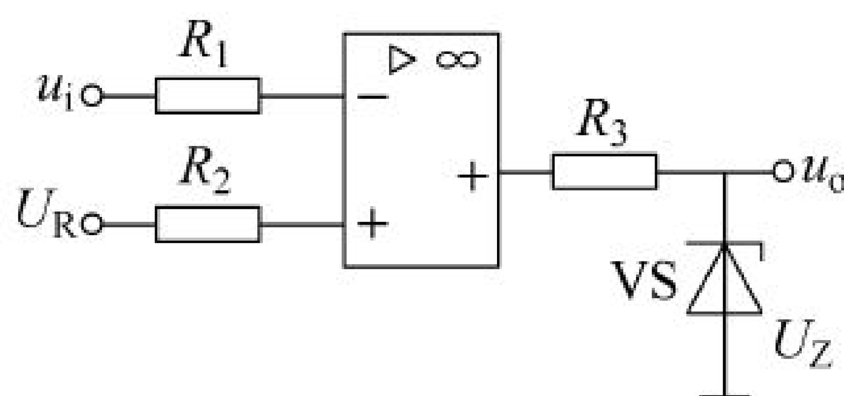


图 7.58　题 7-20 图

7-21　画出图 7.59 所示电路的电压传输特性，图中 $U_Z=\pm6$V。

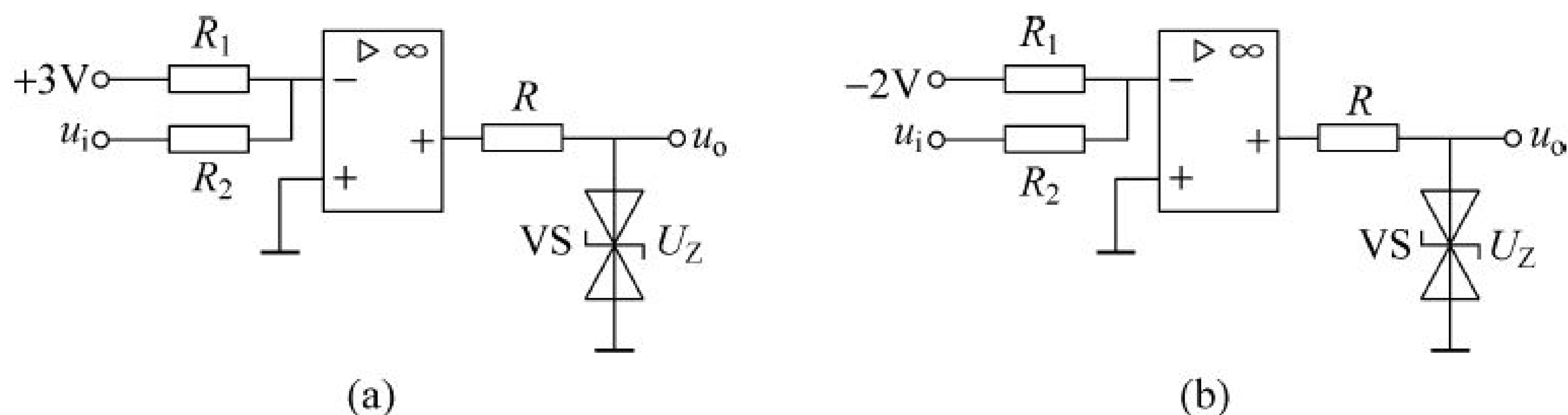


图 7.59　题 7-21 图

7-22　电路如图 7.60 所示。已知 $R_1=5\text{k}\Omega$，$R_F=100\text{k}\Omega$，运算放大器 A_1、A_2 的最大输出 $U_{om}=\pm15$V，设稳压管的稳压值为 6V，正向导通压降为 0.7V。

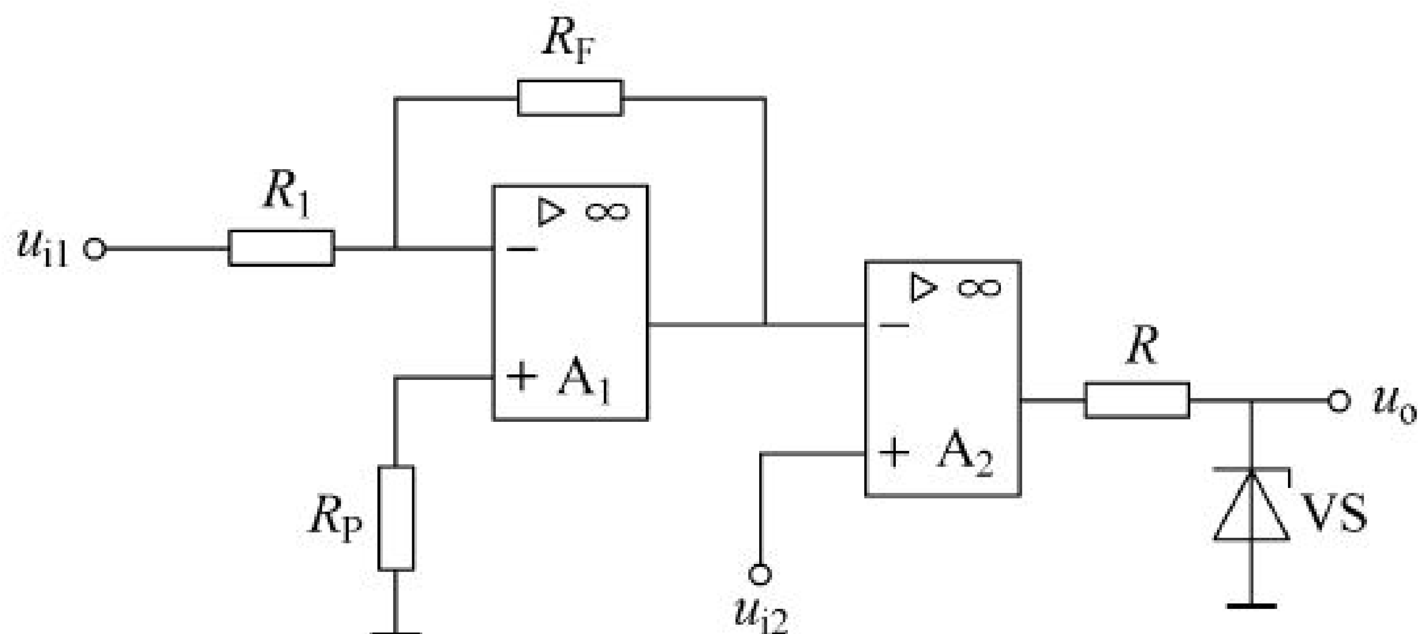


图 7.60　题 7-22 图

(1) 指出 A_1的反馈类型；

(2) 当 $u_{i1}=0.3$V，$u_{i2}=3$V 时，求 u_o 为多少？

(3) 当 $u_{i1}=-0.3$V，$u_{i2}=3$V 时，求 u_o 为多少？

7-23　图 7.61 所示电路为监控报警装置原理图。对某一非电量（如温度、压力等）进行

监控时,可先由传感器取得非电量转换为电量,见图中 u_i(或已经放大后的 u_i)。U_R 为参考电压(对应被监控量的正常值)。当 u_i 超过正常时,报警灯亮,试说明工作原理,并回答二极管 VD 和电阻 R_3 的作用。

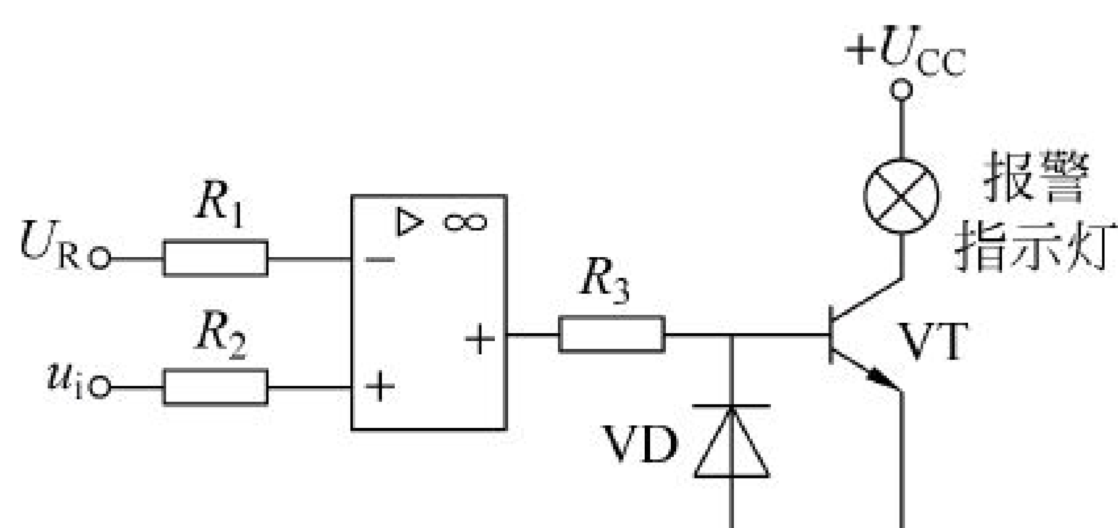


图 7.61　题 7-23 图

自我测验题

(共 100 分,120 分钟)

一、填空题(每空 1 分,共 49 分)

1. 即使输入信号为零时,放大电路输出端仍有缓慢的信号输出,这种现象称为________漂移。产生该漂移的最主要原因是________,克服其最有效常用电路是________放大电路。

2. 在双端输入双端输出的典型差动放大电路中,R_E 对________信号有负反馈作用,对________信号不起作用。K_{CMR}称为________,它的值越________,抑制零点漂移的效果越好。

3. 将放大器________的全部或部分通过某种方式回送到输入端,这部分信号称为________信号。使放大器净输入信号减小,放大倍数也减小的反馈,称为________反馈;使放大器净输入信号增加,放大倍数也增加的反馈,称为________反馈。放大电路中常用的负反馈类型有________负反馈、________负反馈、________负反馈和________负反馈。

4. 反馈电阻 R_E 不但能够对直流信号产生________作用,同样可对交流信号产生________作用,从而造成电压增益下降过多。为了不使交流信号削弱,一般在 R_E 的两端________。

5. 理想运算放大器工作在线性区时有两个重要特点:一是输入端电压________,称为________;二是输入端电流________,称为________。

6. 若使集成运算放大器工作在线性区,则必须在电路中引入________反馈;若要集成运算放大器工作在非线性区,则必须在电路中引入________反馈或者在________状态下。在运算放大器电路中,集成运算放大器工作在________区,电压比较器工作在________区。

7. 理想集成运算放大器的 $A_{uo}=$________,$r_i=$________,$r_o=$________,$K_{CMR}=$________。

8. 集成运算放大器具有________和________两个输入端,相应的输入方式有________输入、________输入和________输入三种。

9. 集成运算放大器的输入级常采用________电路是为了________;中间级常采用________电路是为了________;输出级采用________电路是为了________。

10. ________是一种不需要外加输入信号，依据________原理，产生具有一定幅度的周期性输出信号的装置，正弦信号发生器产生自激振荡的必须满足的两个条件是________和________。

11. ________电压比较器的基准电压 $U_R=0$ 时，输入电压每经过一次零值，输出电压就要产生一次________，这时的比较器称为________比较器。

二、判断题(每小题 1 分，共 10 分)

1. 运算放大器的虚短和虚断概念适用于所有的应用电路。（　）
2. “虚短”就是两点并不真正短接，但具有相等的电位。（　）
3. 理想的运算放大器，“虚地”的原因是因为“虚短”的存在。（　）
4. “虚地”是指该点与“地”点相接后，具有“地”点的电位。（　）
5. 理想运算放大器构成的线性应用电路，电压放大倍数与运算放大器本身无关。（　）
6. 任意电平比较器的输出电压只有两种数值。（　）
7. 直接耦合的放大电路，只能放大直流信号。（　）
8. 集成运算放大器在线性区应用时的共同特点是引入负反馈。（　）
9. 集成运算放大器在开环状态下，输入与输出之间存在线性关系。（　）
10. 积分运算电路中的电容器接在电路的反相输入端。（　）

三、选择题(每小题 2 分，共 20 分)

1. 集成运算放大器在线性区和非线性区应用时的电路结构的共同特点是(　　)。

A. $I_+=I_-=0$　　B. $u_+=u_-$

C. 可以把两输入端短路　　D. 任何一端接地，则另一端称为“虚地”

2. 图 1 所示电路中，$U_{O(sat)}=\pm 12V$，$U_R=-2V$，稳压管稳压值为 6V，则其电压传输特性曲线为(　　)。

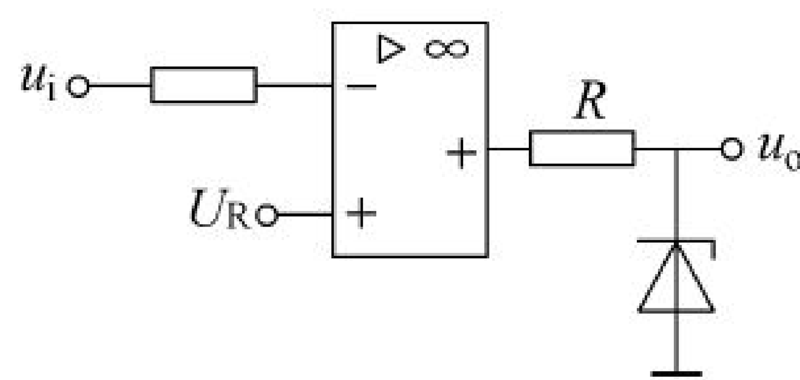
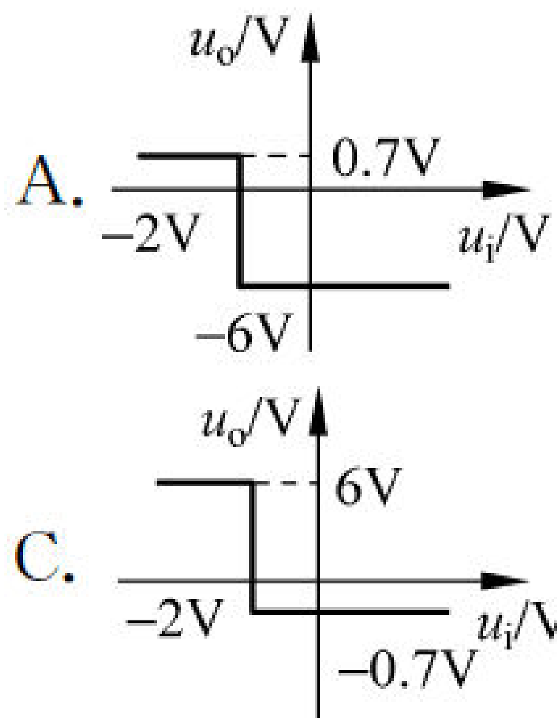
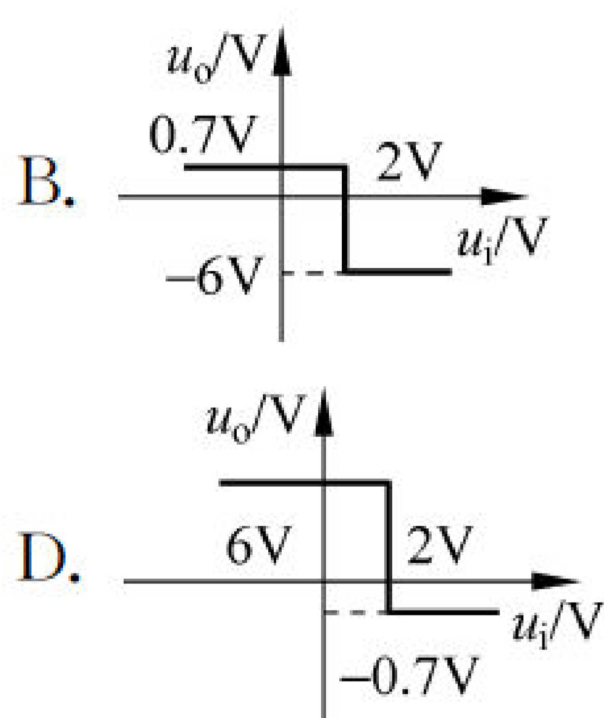


图 1





3. 由运算放大器组成的电路中，工作在非线性状态的电路是(　　)。

A. 反相放大器　　B. 同相放大器　　C. 差分放大器　　D. 电压比较器

4. 基本微分电路中的电容器接在电路的(　　)。

A. 反相输入端　　B. 同相输入端

C. 反相端与输出端之间　　D. 输出端

5. 为了抑制零点漂移，一般在集成运算放大器内采取的措施是它的(　　)。

A. 输入级　　B. 中间级

C. 放大倍数最高的一级　　D. 输出级

6. 在多级直接耦合放大电路中，零点漂移最严重的是(　　)。

A. 输入级　　B. 中间级

C. 放大倍数最高的一级　　　　D. 输出级

7. 为了减小输出电阻,增加带负载能力,通常集成运算放大器的输出级采用(　　)。

A. 差动放大电路　　　　B. 共射放大电路

C. 互补对称的射极输出器　　　　D. 恒流源

8. 希望三角波转换成方波,应采用(　　)。

A. 差动运算电路　　　　B. 比例运算电路

C. 微分电路　　　　D. 积分电路

9. 集成运算放大器按外形和封装形式分为四种,目前国内应用最多的是(　　)。

A. 扁平式　　B. 圆壳式　　C. 单列直插式　　D. 双列直插式

10. 图2所示电压比较器的电源电压为±12V,稳压管稳压值为6V,则其输出的高低电平值分别为(　　)。

A. $U_{OH}=12V, U_{OL}=-12V$

B. $U_{OH}=6V, U_{OL}=-6V$

C. $U_{OH}=6V, U_{OL}=-0.7V$

D. $U_{OH}=0.7V, U_{OL}=-6V$

图 2

四、计算分析题(共21分)

1. 集成运算放大器电路如图3所示,已知 $R_f=20k\Omega, R_1=5k\Omega, u_i=1V$,求 A_{uf} 及 u_o。(4分)

2. 集成运算放大器电路如图4所示,已知 $R_f=20k\Omega, R_1=5k\Omega, u_i=1V$,求 A_{uf} 及 u_o。(5分)

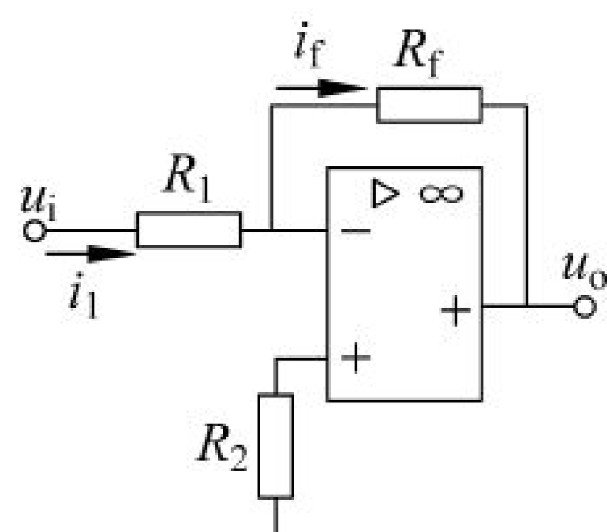


图 3

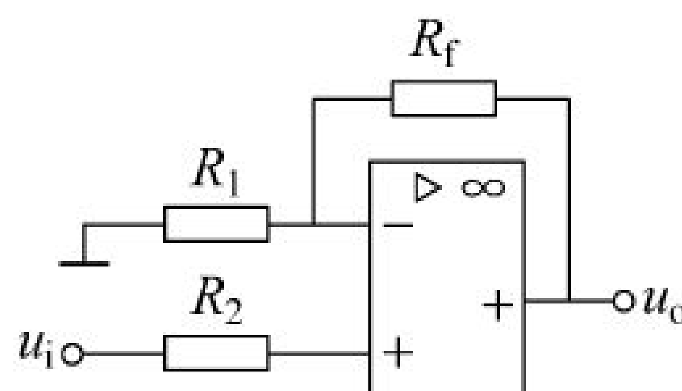


图 4

3. 电路如图5所示,集成运算放大器的 $\pm U_{om}=\pm 9V, U_{i1}=0.1V, U_{i2}=-0.2V$,求 R_2 及 U_{o1} 和 U_{o2},并画出 A_3 的传输特性曲线。(6分)

4. 图6所示电路中,试求出 U_{AB} 和 U_{CD} 的值。(6分)

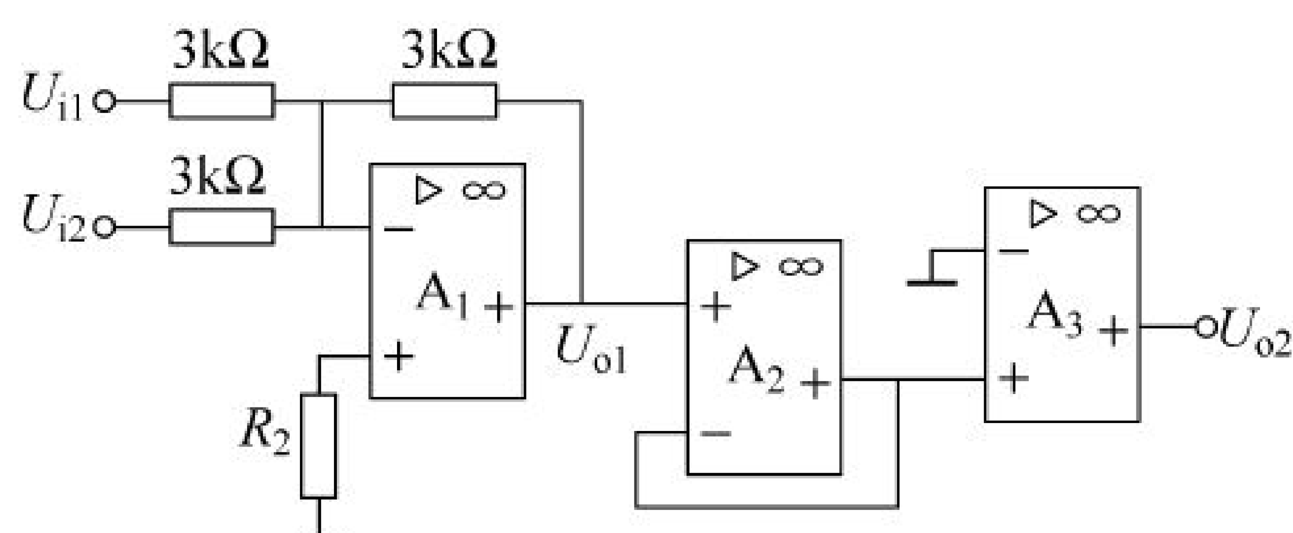


图 5

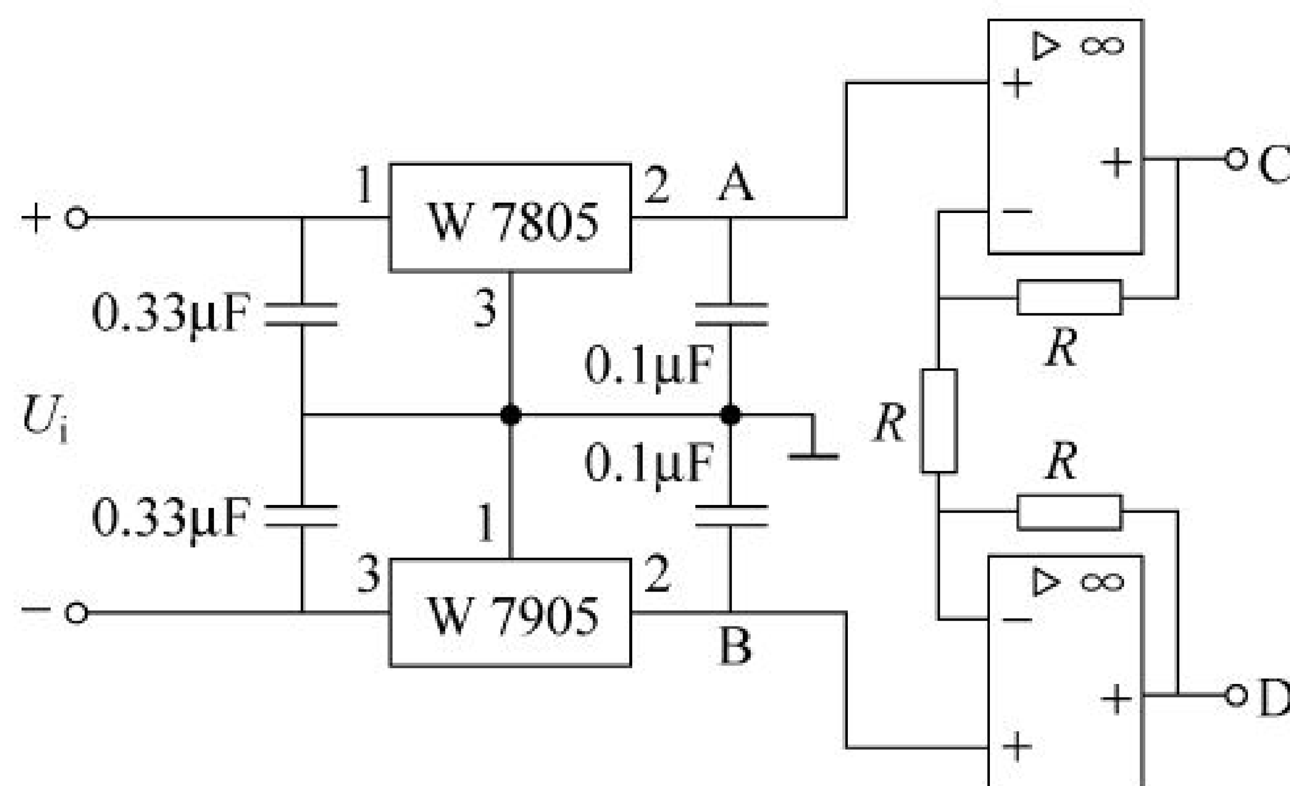


图 6

第 8 章

数字电子电路

学习要求：通过本章的学习，要求学习者应达到如下目标：

（1）了解数字电路的特点，理解数制与码制。

（2）掌握各种基本门的逻辑功能以及它们的描述方法；掌握逻辑代数的基本运算法则、公式、定律及逻辑表达式的变换化简。

（3）掌握组合逻辑电路分析的基本方法，了解一些常用的组合逻辑电路。

（4）掌握 *RS* 触发器、*JK* 触发器与 *D* 触发器的逻辑功能及各种描述方法。

（5）了解寄存器、二进制计数器、十进制计数器的工作原理，并掌握典型的集成计数器 74LS90 的使用。

8.1　数字电路概述

8.1.1　数字电路和模拟电路

电子电路分为模拟电路和数字电路两类。

1. 模拟电路

在前面几章所讨论的直流和交流放大电路中，信号有一个共同的特点，这就是信号在时间上和幅度上的取值都是连续变化的（如正弦信号），这种信号称为模拟信号，把处理模拟信号的电子电路称为模拟电路。

2. 数字电路

在电子电路中，还有一种在时间和幅度上都是不连续的突变信号（如脉冲信号），这种信号称为数字信号，而把处理数字信号的电路称为数字电路。

3. 模拟电路与数字电路的区别

（1）处理的信号不同

模拟电路处理的是时间和幅度连续变化的模拟信号，而数字电路处理的是用“0”和“1”两个基本数字符号表示的离散信号。在数字电路中，通常低电平用数字“0”来表示，高电平

用数字“1”来表示。

(2) 晶体管的工作状态不同

在模拟电路中,晶体管通常工作在线性放大区;而在数字电路中,晶体管通常工作在饱和或截止状态,即开关状态。

(3) 研究的着重点不同

研究模拟电路时关心的是电路输入与输出之间的大小、相位、效率、保真等问题,要计算出信号的实际数值;而研究数字电路时关心的是输入与输出之间的逻辑关系,数字电路只需判别数字信号的有无,不必反映数字信号本身的实际数值。

(4) 研究的方法不同

模拟电路主要分析方法有解析法、微变等效电路法、图解法等,而数字电路的主要分析方法有真值表、逻辑代数、卡诺图、波形图等。

8.1.2 数字信息编码

数字电路中处理的信息除了数值信息外,还有文字、符号以及一些特定的操作(例如表示确认的回车操作)等。为了处理这些信息,必须将这些信息也用二进制数码来表示。这些特定的二进制数码称为这些信息的代码,这些代码的编制过程称为编码。表8.1中列出了同一个数在三种不同进制之间的对应关系,通常生活中常用十进制数,数字电路中一般采用二进制数。

表8.1 几种进制数之间的对应关系

十进制数	二进制数	十六进制数	十进制数	二进制数	十六进制数
0	0000	0	8	1000	8
1	0001	1	9	1001	9
2	0010	2	10	1010	A
3	0011	3	11	1011	B
4	0100	4	12	1100	C
5	0101	5	13	1101	D
6	0110	6	14	1110	E
7	0111	7	15	1111	F

1. BCD码

在数字系统中,十进制数除了转换成二进制数参加运算外,还可以直接用十进制数进行输入和运算。其方法是将十进制的10个数码分别用4位二进制代码表示,这种编码称为二-十进制编码,也称BCD码。BCD码有很多种形式,常用的有8421码、余3码、格雷码、2421码、5421码等,如表8.2所示。

表 8.2　常用 BCD 码

十进制数	8421 码	余 3 码	格雷码	2421 码	5421 码
0	0000	0011	0000	0000	0000
1	0001	0100	0001	0001	0001
2	0010	0101	0011	0010	0010
3	0011	0110	0010	0011	0011
4	0100	0111	0110	0100	0100
5	0101	1000	0111	1011	1000
6	0110	1001	0101	1100	1001
7	0111	1010	0100	1101	1010
8	1000	1011	1100	1110	1011
9	1001	1100	1101	1111	1100
权	8421			2421	5421

从表 8.2 可见，8421 码、2421 码、5421 码为有权码，各位的权值从左到右分别为 8、4、2、1；2、4、2、1；5、4、2、1。所以根据代码的组成可以很方便地实现与十进制数的互相转换。

例如：$(831)_{10}=(100000110001)_{8421}$

$(100100100111)_{8421}=(927)_{10}$

而余 3 码是一种无权码，比对应的 8421 码多 3(0011)。格雷码的特点一是从上到下的每一位都有一定的循环规律，二是相邻代码只有一位不同。

2. ASCII 码

美国信息交换标准代码(American Standard Code for Information Interchange，ASCII)是由美国国家标准学会(American National Standard Institute，ANSI)制定的标准的单字节字符编码方案，例如，像 a、b、c、d 这样的 52 个字母(包括大写)，以及 0、1 等数字还有一些常用的符号(例如 *、#、@等)在计算机中存储时也要使用二进制数表示，而具体用哪些二进制数字表示哪个符号，当然每个人都可以约定自己的一套编码，而如果要想互相通信而不造成混乱，那么就必须使用相同的编码规则，于是美国有关的标准化组织就出台了 ASCII 编码，统一规定了上述常用符号用哪些二进制数来表示，它已被国际标准化组织(International Organization for Standardization，ISO)定为国际标准，称为 ISO 646 标准，适用于所有拉丁文字字母。

ASCII 码使用指定的 7 位或 8 位二进制数组合来表示 128 或 256 种可能的字符。标准 ASCII 码也叫基础 ASCII 码，使用 7 位二进制数(剩下的 1 位二进制为 0)来表示所有的大写和小写字母，数字 0～9、标点符号，以及在美式英语中使用的特殊控制字符。其中：

0～31 及 127，共 33 个，是控制字符或通信专用字符；其余为可显示字符。如控制符：

LF(换行)、CR(回车)、FF(换页)、DEL(删除)、BS(退格)、BEL(响铃)等;通信专用字符:SOH(文头)、EOT(文尾)、ACK(确认)等;ASCII值为8、9、10和13分别转换为退格、制表、换行和回车字符。它们并没有特定的图形显示,但会依不同的应用程序,而对文本显示有不同的影响。

32~126,共95个,是字符;32是空格,48~57为0~9十个阿拉伯数字。

65~90为26个大写英文字母,97~122号为26个小写英文字母,其余为一些标点符号、运算符号等。

8.2 逻辑门电路

8.2.1 基本逻辑关系及其门电路

逻辑关系是生产和生活中各种因果关系的抽象概括。如果决定某一事件 F 是否发生(或成立)的条件有多个,分别用 A、B、C 等来表示,则事件 F 是否发生与条件 A、B、C 是否具备之间有三种基本的因果关系,即与逻辑、或逻辑和非逻辑。门电路是实现各种逻辑关系的基本电路,是组成数字电路的基本单元,和基本的逻辑关系相对应,有与门、或门、非门以及由它们组合而成的与非门、或非门、异或门等。

门电路的输入和输出都是用电位(或叫电平)的高低来表示的,而电位的高低用"1"或"0"两种状态来区别。若用"1"表示高电平,用"0"表示低电平,则称为正逻辑系统;若用"0"表示高电平,用"1"表示低电平,则称为负逻辑系统。在本书中,如无特殊说明,均采用正逻辑系统。

1. 与逻辑和与门

(1) 与逻辑

若决定某一事件 F 的所有条件必须都具备,事件 F 才发生,否则这件事情就不发生,这样的逻辑关系称为与逻辑,常用图8.1所示电路来表示这种关系。图中灯 F 亮的条件是开关 A 和 B 都闭合,因此灯亮与开关闭合之间是与的逻辑关系。

(2) 与门电路

实现与逻辑功能的电路称为与门电路,如图8.2所示为二极管与门电路。其中 U_A、U_B 是两个输入信号,U_F 是输出信号,信号的高电平 $U_H=3V$,低电平 $U_L=0V$。若忽略二极管导通时的管压降,则输入与输出 U_F 之间的电位关系列于表8.3中。

当 $U_A=U_B=0V$ 时,VD_A、VD_B 同时导通,$U_F=0V$;当 $U_A=0V$,$U_B=3V$ 时,VD_A 先导通,则 $U_F=0V$,VD_B 截止;当 $U_A=3V$,$U_B=0V$ 时,VD_B 先导通,则 $U_F=0V$,VD_A 截止;当 $U_A=U_B=3V$ 时,VD_A、VD_B 同时导通,$U_F=3V$。可见这个电路对输出高电平而言是与逻辑关系,即为与门电路。若用"1"表示高电平3V,用"0"表示低电平0V,则表8.4表示了输入与输出之间的逻辑关系。这种能完整地表达输出与输入之间所有可能的逻辑关系的表格称为真值表。两个输入端有 $2^2=4$ 种组合,若有 n 个输入端,则有 2^n 种组合。与门的逻

辑符号如图 8.3 所示。

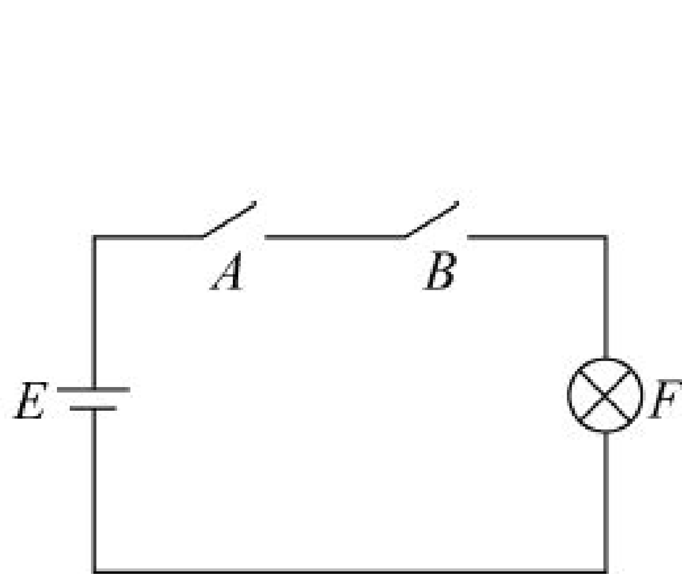


图 8.1 与逻辑示意图

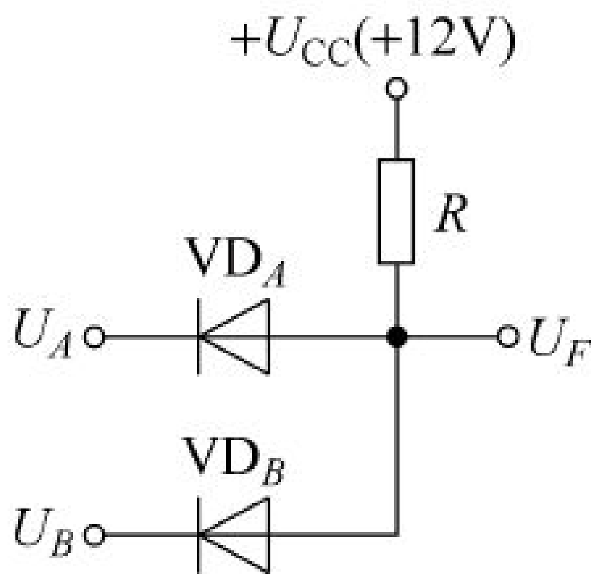


图 8.2 二极管与门电路

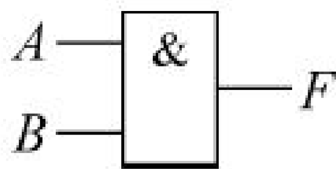


图 8.3 与门逻辑符号

表 8.3 U_A、U_B 与 U_F 之间的关系 V

U_A	U_B	U_F
0	0	0
0	3	0
3	0	0
3	3	3

表 8.4 A、B 与 F 的逻辑关系

A	B	F
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

与逻辑关系可以用数学表达式表示为

$$F = A \cdot B$$

式中的“·”表示 A、B 之间的运算，$A \cdot B$ 读作“A 与 B”，也表示逻辑乘，在不致引起混淆的情况下，小“·”可以省略，写作“AB”。在多变量的情况下，与关系的表示方法相同，不再讨论。

2. 或逻辑和或门

(1) 或逻辑

若决定某一事件 F 的条件中，至少有一个具备，事件 F 就发生，否则这件事情就不发生，这样的逻辑关系称为或逻辑，常用图 8.4 所示电路来表示这种关系。当开关 A 和 B 中有一个闭合或全闭合，灯 F 就亮，因此灯亮 F 与开关 A、B 闭合之间是或的逻辑关系。

(2) 或门电路

实现或逻辑功能的电路称为或门电路，图 8.5 所示为二极管或门电路。U_A、U_B 是两个输入信号，U_F 是输出信号，信号的高电平 $U_H=3\text{V}$，低电平 $U_L=0\text{V}$。若忽略二极管导通时的管压降，则输入 U_A、U_B 与输出 U_F 之间的电位关系列于表 8.5 中。

当 $U_A=U_B=0\text{V}$ 时，VD_A、VD_B 同时导通，$U_F=0\text{V}$；当 $U_A=0\text{V}$，$U_B=3\text{V}$ 时，VD_B 先导通，则 $U_F=3\text{V}$，VD_A 截止；当 $U_A=3\text{V}$，$U_B=0\text{V}$ 时，VD_A 先导通，则 $U_F=3\text{V}$，VD_B 截止；当 $U_A=U_B=3\text{V}$ 时，VD_A、VD_B 同时导通，$U_F=3\text{V}$。可见这个电路当输入有高电平时，输出为高电平，只有输入全是低电平时输出才是低电平，实现了输出和输入之间的或逻辑关系，即为或门电路。其真值表见表 8.6，其逻辑符号见图 8.6。

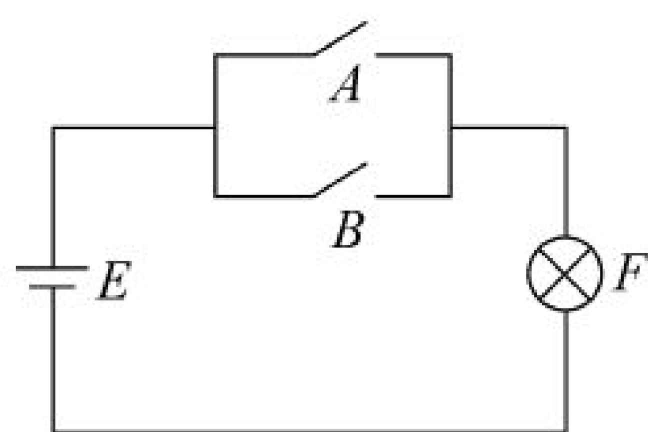


图 8.4 或逻辑示意图

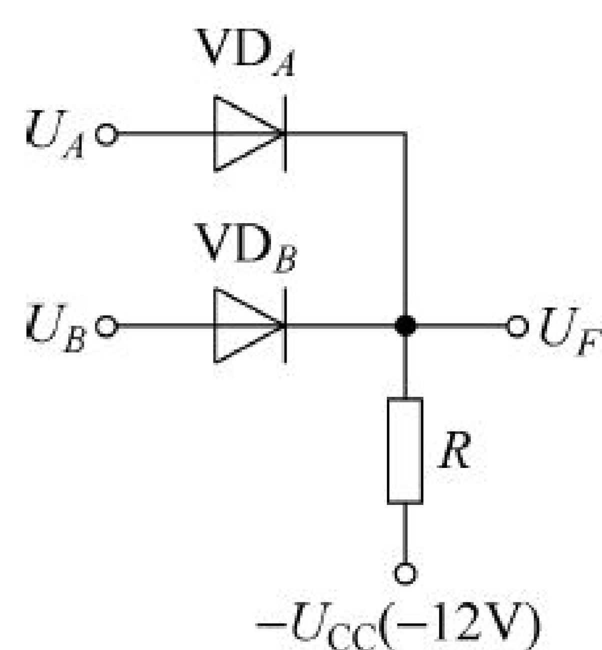


图 8.5 二极管或门电路

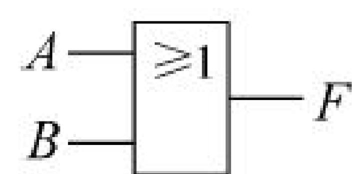


图 8.6 或门逻辑符号

表 8.5 U_A、U_B 与 U_F 的关系 V

U_A	U_B	U_F
0	0	0
0	3	3
3	0	3
3	3	3

表 8.6 A、B 与 F 之间的逻辑关系

A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

或逻辑关系可以用数学表达式表示为

$$F = A + B$$

式中的“+”号表示 A、B 之间的或运算，$A + B$ 读作“A 或 B”，也表示逻辑加。在多变量的情况下，或关系的表示方法相同，不再讨论。

3. 非逻辑和非门

(1) 非逻辑

决定某事件 F 是否发生的条件只是一个 A。当 A 成立时，F 不发生，当 A 不成立时，F 却发生，这样的逻辑关系称为非逻辑，常用图 8.7 表示这种逻辑关系。开关 A 闭合则灯 F 不亮，A 断开则灯 F 亮。因此灯亮与开关闭合之间为非逻辑关系。

(2) 非门电路

实现非逻辑功能的电路称为非门电路。如图 8.8 所示，当 $U_L=3V$ 时，适当选择 R_1、R_2 大小，可使晶体管饱和导通，$U_{CES}\approx 0V$，即 $U_F=0V$；当 $U_1=0V$ 时，晶体管截止，$U_F\approx U_{CC}$。可见，当输入为高电平时，输出为低电平；输入为低电平时，输出为高电平，实现了非的逻辑关系。表 8.7 为非门的真值表，图 8.9 为非门的逻辑符号。

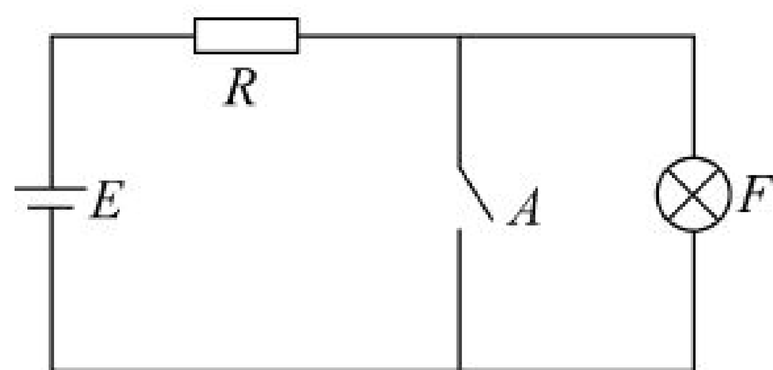


图 8.7 非逻辑示意图

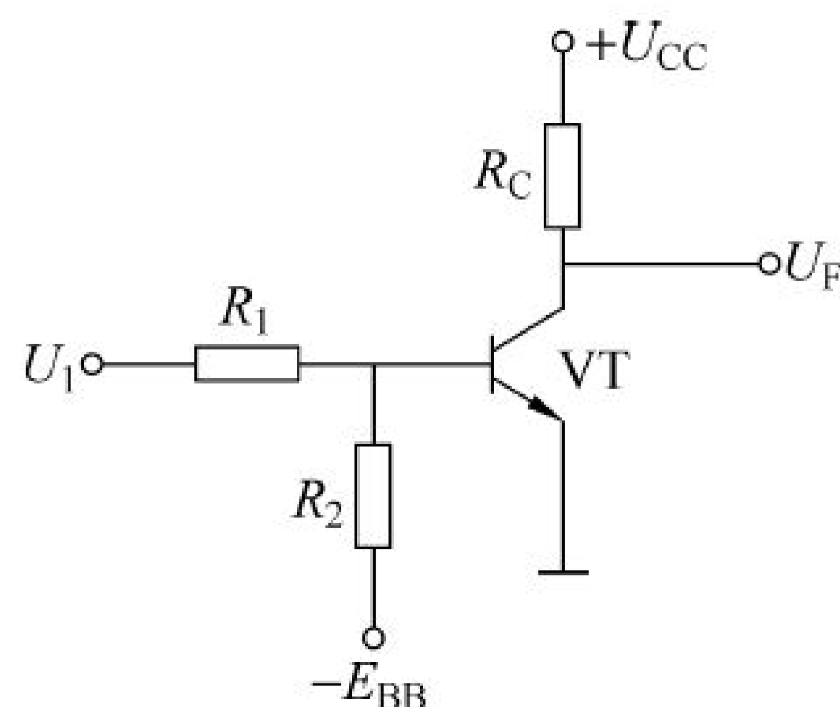


图 8.8 非门电路

表 8.7　A、F 的非关系

A	F
0	1
1	0

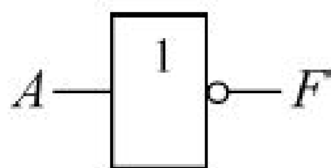


图 8.9　非门逻辑符号

输出与输入之间可用下边的逻辑表达式表示：

$$F = \overline{A}$$

字母 A 上方的"—"表示非运算，$\overline{A}$ 读作"A 非"。

4. 与非门和或非门

以上介绍的与门、或门、非门是三种基本的逻辑门电路，用这三种基本的逻辑门电路可以组成各种复合门电路，如与门和非门串接可构成与非门电路，或门和非门串接可构成或非门电路。图 8.10 和图 8.11 所示分别为与非门电路和或非门电路。

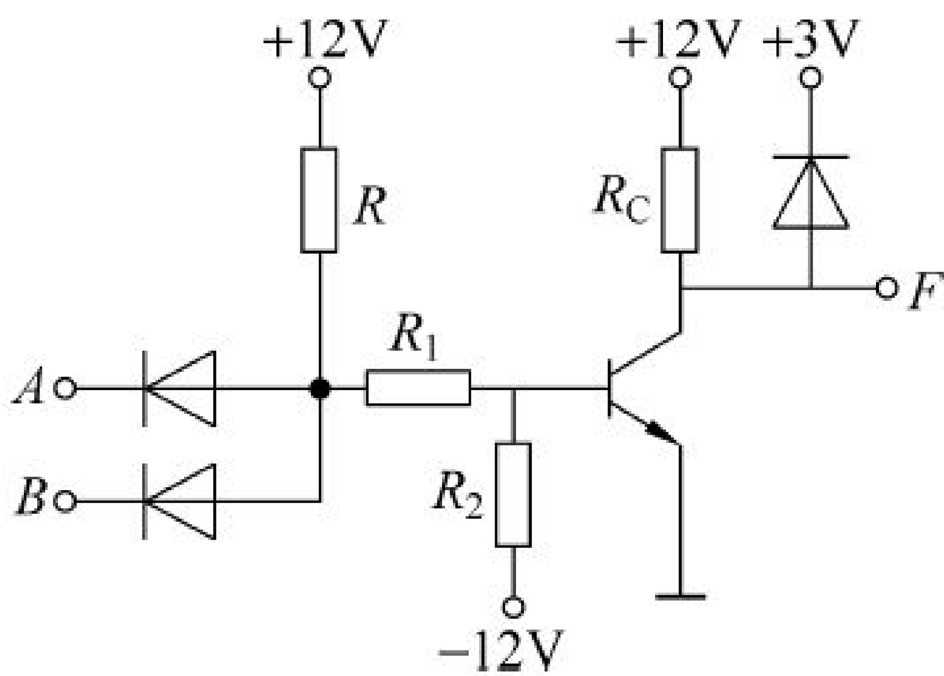


图 8.10　与非门电路

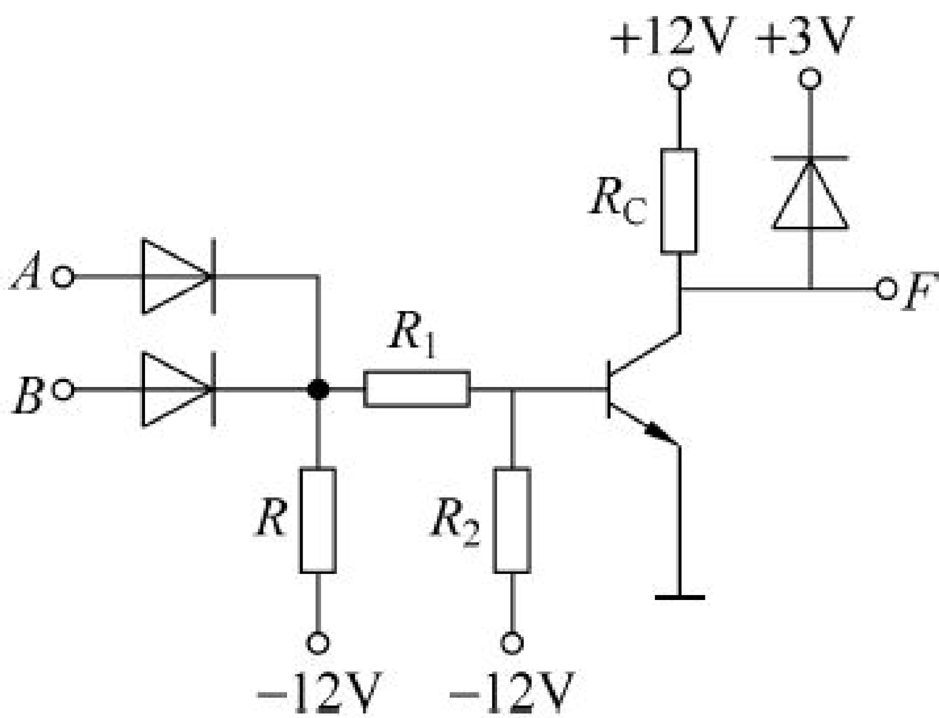


图 8.11　或非门电路

表 8.8 和表 8.9 分别为与非门和或非门的真值表。

表 8.8　与非门真值表

A	B	F
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

表 8.9　或非门真值表

A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

与非门的逻辑表达式为

$$F = \overline{A \cdot B}$$

或非门的逻辑表达式为

$$F = \overline{A + B}$$

两输入与非门的逻辑符号如图 8.12 所示，两输入或非门的逻辑符号如图 8.13 所示。

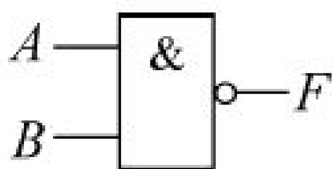


图 8.12　两输入与非门逻辑符号

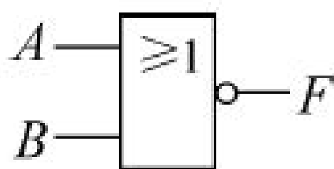


图 8.13　两输入或非门逻辑符号

可见与非门的逻辑规则为“有0则1,全1则0”;或非门的逻辑规则为“有1则0,全0则1”。

以上各种门电路均为分立元件门电路。在实际应用中,大部分的分立元件的门电路已被集成门电路所取代,下面介绍集成门电路。

8.2.2 集成门电路

集成门电路与分立元件门电路相比,不仅有体积小、可靠性高等优点,更主要的优点是转换速度快,输入与输出的高低电平取值相同,这样便于多级联接。

集成门电路按其内部电路使用的电子器件类型的不同可分为多种,如二极管-晶体管集成逻辑门电路(DTL)、晶体管-晶体管集成逻辑门电路(TTL)以及金属氧化物半导体场效应管集成门电路(MOS)等。

1. TTL与非门

典型的TTL与非门电路如图8.14所示,图中VT_1为实现“与”功能的多发射极晶体管,它的每一发射极都和其基极、集电极构成一个NPN型晶体管。下面分析其“与非”功能的实现。

多发射极管VT_1可以按图8.15来理解,把多发射极管的集电极、各发射极与基极之间的PN结用二极管表示,显然VT_1相当于前面讲过的二极管与门。

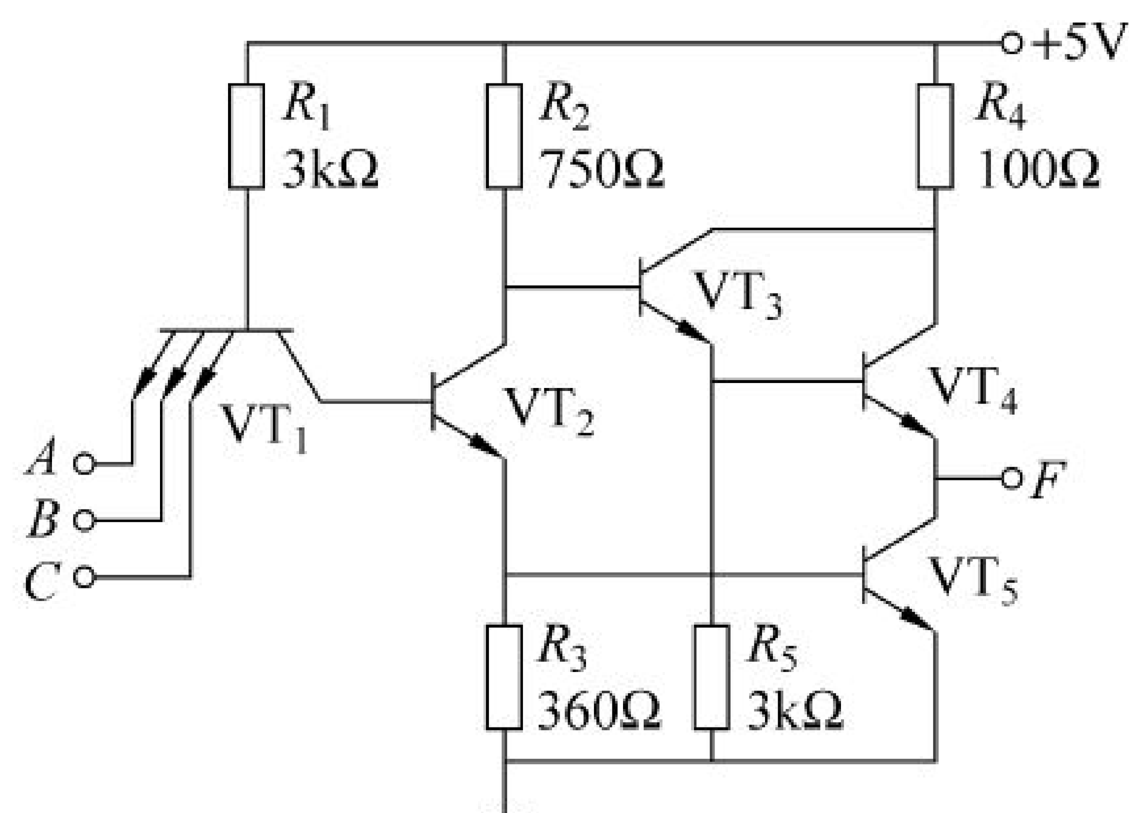


图8.14 典型TTL与非门电路

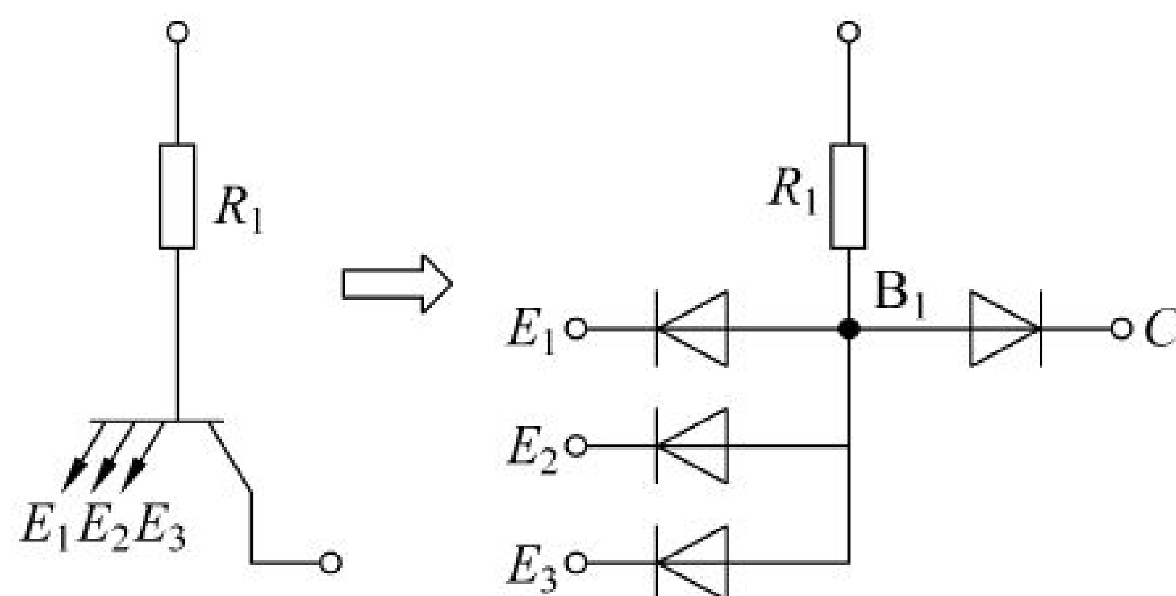


图8.15 多发射极管的原理图

(1) 当输入A、B、C中有一个(或多个)为低电平(0V)时,B_1点电位被钳制在1V左右。这个电位不足以使VT_2、VT_5同时导通,因为由B_1到VT_5的发射极要经过三个PN结,因此,当$U_{B1}\approx 2.1V$时,这三个PN结才能都导通,所以这时VT_2、VT_5均截止,VT_3、VT_4导通,此时输出电压为

$$U_F = 5V - I_{B3}R_2 - U_{BE3} - U_{BE4}$$

因为I_{B3}很小,可以忽略不计,于是输出为

$$U_F = (5 - 0.7 - 0.7)V \approx 3.6V$$

输出相当于高电平“1”。

(2) 当输入全为高电平(3.6V)时,电源通过 R_1 和 VT_1 的集电结向 VT_2 提供足够的基极电流使 VT_2 饱和,VT_2 的发射极电流在 R_2 上产生的压降又为 VT_5 提供足够的基极电流,使 VT_5 也饱和,此时 $U_{B1}=2.1V$,VT_1 的几个发射结都处于反向偏置。又由于 $U_{C2}=U_{CES2}+U_{BE5}\approx 1V$,不足以使 VT_3、VT_4 同时导通,所以 VT_4 截止,VT_5 饱和,$U_{CES5}\approx 0V$,$U_F=0V$ 输出为低电平"0"。

从以上可以看出:输入有 0,输出为 1;输入全 1,输出为 0。实现了与非的逻辑功能。其逻辑表达式为:$F=\overline{A\cdot B\cdot C}$。逻辑符号如图 8.12 所示,只是输入端变成三个。

将若干个与非门电路,经一定的工艺制作在同一块芯片上,加上封装,引出管脚,即制成了 TTL 与非门集成电路组件。根据其内部所包含的门电路个数不同,同一门输入端个数不同,以及电路的工作速度、功耗不同等,有多种型号的 TTL 与非门。

常用的几种 74 系列与非门型号及功能见表 8.10。

表 8.10　常用 74 系列与非门型号及功能

型号	功　　能
74LS00	四个 2 输入端与非门
74LS04	六个反相器
74LS10	三个 3 输入端与非门
74LS20	两个 4 输入端与非门

2. 三态门(TSL)

顾名思义,三态门的输出端除了有高、低电平之外,还有第三种状态,即高阻状态。图 8.16 所示是 TTL 三态门电路,图 8.17 是其逻辑符号。

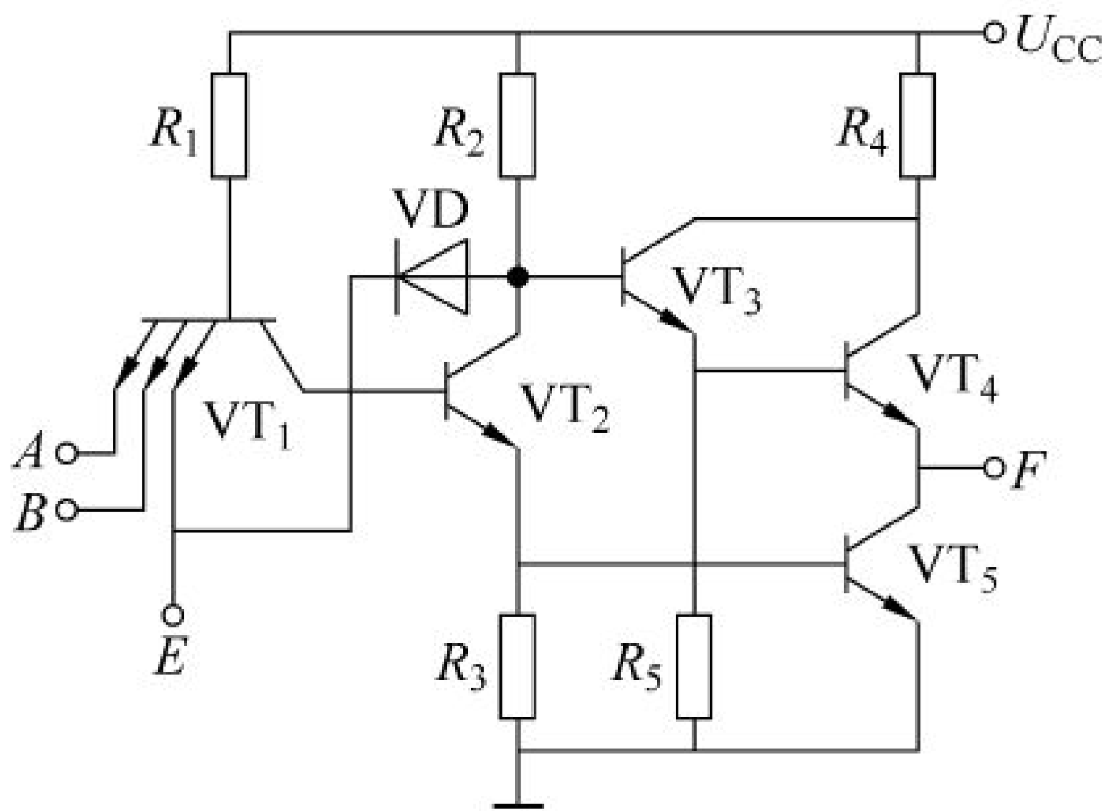


图 8.16　TTL 三态与非门电路

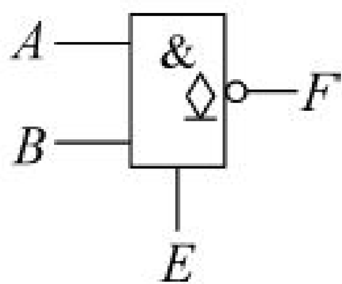


图 8.17　三态与非门逻辑符号

当控制端 $E=1$ 时,三态门的输出状态取决于输入端 A、B 的状态,实现与非的逻辑关系,此时电路处于工作状态;当控制端 $E=0$ 时,VT_1 的基极电位约为 1V,致使 VT_2 和 VT_5 截止,同时,二极管 VD 将 VT_2 的集电极电位钳位在 1V,而使 VT_4 也截止。因为这时与输出端相连的两个晶体管 VT_4 和 VT_5 都截止(与输入端 A、B 的状态无关),所以输出端处于高阻状态。表 8.11 为其功能表。

表 8.11 三态门功能表

E	输入		输出
	A	B	
1	0	0	1
	0	1	1
	1	0	1
	1	1	0
0	×	×	高阻

由于电路结构不同,有的三态门是控制端高电平有效,也有的三态门是控制端低电平有效,其区别标记为逻辑符号的控制端有小圈说明低电平有效,没有小圈为高电平有效。

三态门一方面具有一般与非门一样的动作速度,另一方面又可以把若干个门的输出接到同一公用总线上进行选择,如图 8.18 所示。只要使使能端 E_1、E_2、E_3 在时间上互相错开就可以保证每一时刻最多只有一个三态门接到总线上,其余各门均处于高阻悬空状态,从而避免各门之间互相干扰,这样就可以用同一公用总线分时地传送不同数据 d_1、d_2、d_3。

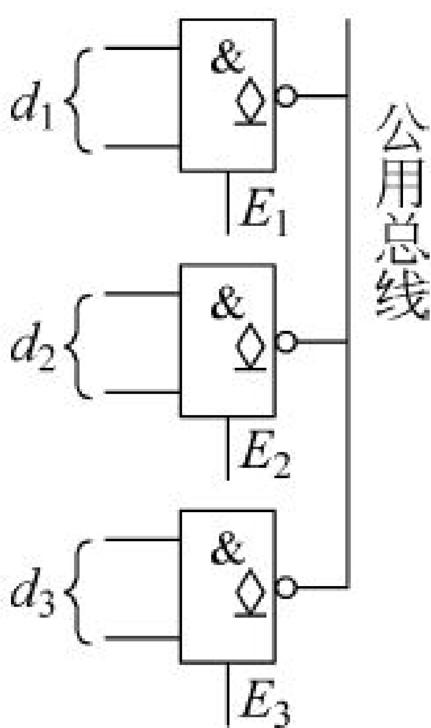


图 8.18 若干门输出接到同一总线

总之,三态门的主要用途就是作为 TTL 系统和总线间的接口电路。

8.2.3 CMOS 门电路

在数字集成电路的产品中 MOS 电路占有相当大的比例,尤其在大规模和超大规模数字集成电路中,MOS 集成电路得到了更广泛的应用。与 TTL 电路相比,MOS 电路的优点是制造工艺简单,集成度高,功耗小,体积小,抗干扰能力强,易于实现大规模集成,而且产品的合格率高;缺点是工作速度比 TTL 电路的略低。但目前在提高 MOS 电路的工作速度方面做了许多研究,已经取得了很大进展,而且,几乎所有的超大规模集成存储器件、PLD 器件都采用 MOS 逻辑门电路。MOS 门电路器件有可能超越 TTL 器件而成为占主导地位的逻辑器件。

用 MOS 管构成逻辑电路时,按照所选用的 MOS 管的不同可以分为 PMOS 电路、NMOS 电路和兼有 PMOS 和 NMOS 管的互补 MOS 电路,简称为 CMOS 电路(即互补对称联接的金属-氧化物-半导体集成电路的缩写),目前用得最多。下面对 CMOS 的门电路作简单介绍。

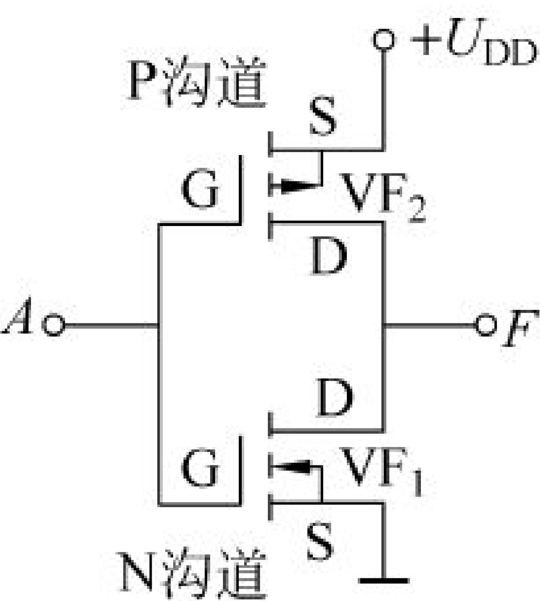


图 8.19 CMOS 非门电路

1. CMOS 非门电路

图 8.19 所示是 CMOS 非门电路(常称为 CMOS 反相器),驱动管 VF_1 采用 N 沟道增强型(NMOS),负载管 VF_2 采用 P 沟道增强型(PMOS),它们一同制作在一块硅片上。两管的栅极相连,由此引出输入端 A,漏极也相连,由此引出输出端 F,两者联成互补对称的结构,衬底都与各自的源极相连。

当输入端 A 为“1”(约为 U_{DD})时,驱动管 VF_1 的栅-源电压大于开启电压,它处于导通状态,而负载管 VF_2 的栅-源电压小于开启电压的绝对值,它不能开启,处于截止状态。这时 VF_2 的电阻比 VF_1 高得多,电源电压便主要降在了 VF_2 上,故输出端 F 为“0”(约为0V)。当输入端 A 为“0”(约为0V)时,VF_1 截止,而 VF_2 导通,电源电压主要降在 VF_1 上,故输出端 F 为“1”(约为 U_{DD})。

2. CMOS 与非门电路

图8.20是CMOS与非门电路,驱动管 VF_1 和 VF_2 为N沟道增强型管,两者串联;负载管 VF_3 和 VF_4 为P沟道增强型管,两者并联,负载管整体与驱动管相串联。

当 A、B 两个输入端全为“1”时,驱动管 VF_1 和 VF_2 都导通,电阻很低,而负载管 VF_3 和 VF_4 不能开启,都处于截止状态,电阻很高(并联后的电阻仍很高)。这时,电源电压主要降在负载管上,故输出端 F 为“0”;当输入端有一个或全为“0”时,则串联的驱动管截止,而相应的负载管导通,因此负载管的总电阻很低,驱动管的总电阻却很高。这时,电源电压主要降在串联的驱动管上,故输出端 F 为“1”。

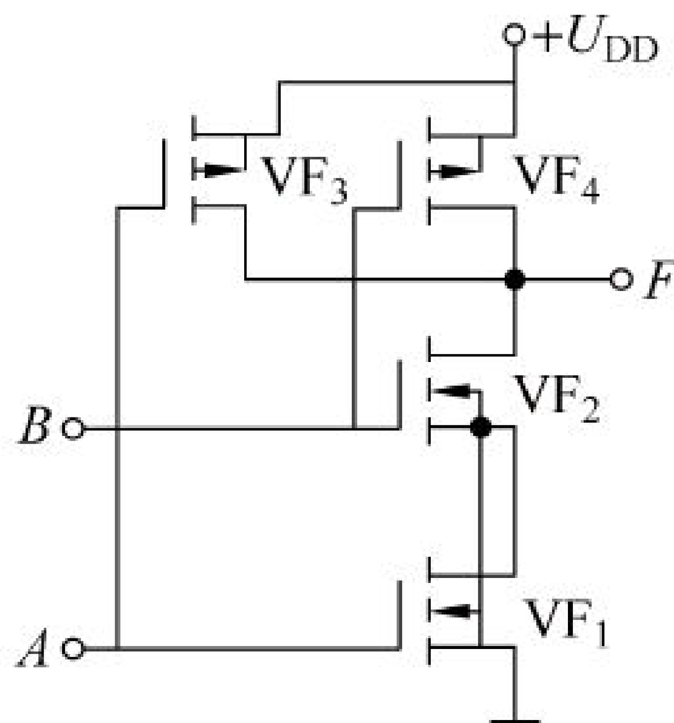


图8.20　CMOS与非门电路

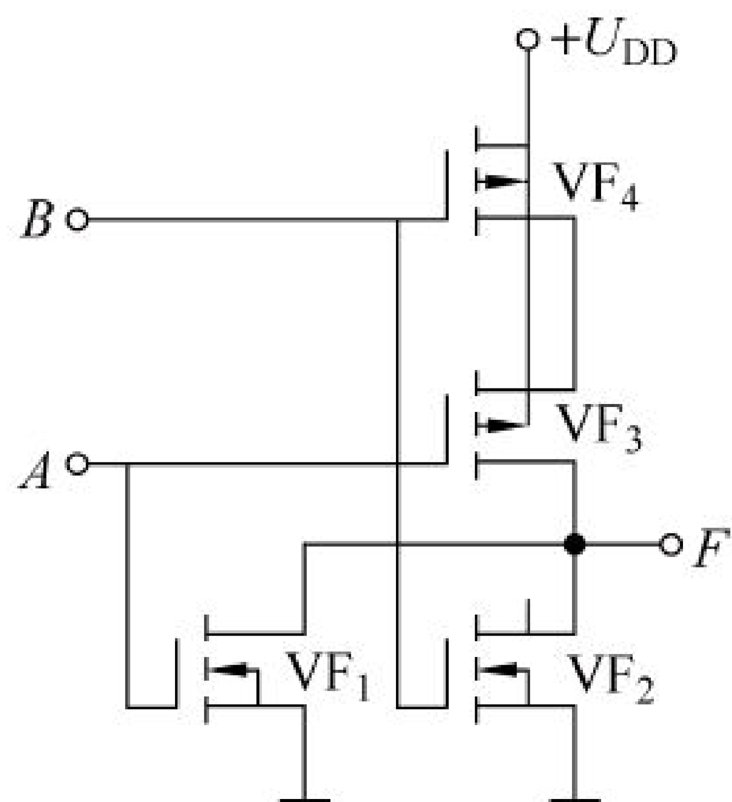


图8.21　CMOS或非门电路

3. CMOS 或非门电路

图8.21所示是CMOS或非门电路,驱动管 VF_1 和 VF_2 为N沟道增强型管,两者并联;负载管 VF_3 和 VF_4 为P沟道增强型管,两者串联。

当 A、B 两个输入端全为“1”或其中一个为“1”时,输出端 F 为“0”,只有当输入端全为“0”时,输出端才为“1”。

由上述可知,与非门的输入端越多,串联的驱动管也越多,导通时的总电阻就越大,输出低电平值将会因输入端的增多而提高,所以输入端不能太多。而或非门电路的驱动管是并联的,不存在这个问题,所以在MOS电路中,或非门用得较多。

CMOS电路输入端虽然已经设置了保护电路,但由于保护二极管和限流电阻的几何尺寸有限,它们所能承受的静电电压和脉冲功率都有一定的限度,在输入端电压过高或反向击穿电流过大以后,会使保护电路损坏,进而导致MOS管损坏。因此,在使用CMOS集成电路时,还要采取一些附加的保护措施。应遵循的正确使用方法如下:

(1) 为防止静电造成损坏,在储存和运输CMOS器件时,不要用容易产生静电高压的

化工材料和化纤织物包装,最好使用金属屏蔽层作包装材料;组装调试时,烙铁、仪表、工作台面等应良好接地,操作人员的服装、手套等应选用无静电的原料制作。另外,不用的输入端不应悬空。

(2) 为防止输入保护电路中钳位二极管过流损坏,输入端接低内阻信号源时,应在输入端与信号源之间串进保护电阻,保证保护电路二极管导通时电流不超过1mA。

总之,CMOS电路由于其具有功耗低、抗干扰能力强、工作稳定可靠、电源电压范围宽等特点,应用非常广泛。

8.3 逻辑代数的基本公式和定律

逻辑代数也称为布尔代数,是英国数学家布尔1954年提出的,它是按一定逻辑规律进行运算的代数,是组合逻辑电路分析与设计不可缺少的数学工具。

8.3.1 逻辑代数的基本定律

1. 0-1律

$$A+1=1,\quad A+0=A,\quad A\cdot 0=0,\quad A\cdot 1=A$$

2. 互补律

$$A+\overline{A}=1,\quad A\cdot\overline{A}=0$$

3. 重叠律

$$A+A=A,\quad A\cdot A=A$$

4. 还原律

$$\overline{\overline{A}}=A$$

5. 交换律

$$A+B=B+A,\quad A\cdot B=B\cdot A$$

6. 结合律

$$A+(B+C)=(A+B)+C,\quad A\cdot(B\cdot C)=(A\cdot B)\cdot C$$

7. 分配律

$$A\cdot(B+C)=A\cdot B+A\cdot C,\quad A+(B\cdot C)=(A+B)(A+C)$$

8. 吸收律

$$A + AB = A$$
$$A + \overline{A}B = A + B$$
$$AB + \overline{A}C + BC = AB + \overline{A}C$$

9. 反演律(摩根定理)

$$\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}, \quad \overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$$

证明上述公式的最有效的方法是真值表法,即列出等式左右函数的真值表,看是否吻合。表 8.12 和表 8.13 为反演律证明的真值表。

表 8.12　反演律证明的真值表一

A	B	$\overline{AB}$	$\overline{A}+\overline{B}$
0	0	1	1
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	0	0

表 8.13　反演律证明的真值表二

A	B	$\overline{A+B}$	$\overline{A}\,\overline{B}$
0	0	1	1
0	1	0	0
1	0	0	0
1	1	0	0

当然,也可以用逻辑代数中的其他基本定律进行证明。

【例 8.1】　证明 $AB+\overline{A}C+BC=AB+\overline{A}C$。

证明　等式左侧$=AB+\overline{A}C+BC=AB+\overline{A}C+(A+\overline{A})BC=AB+\overline{A}C+ABC+\overline{A}BC$

$=AB(1+C)+\overline{A}C(1+B)$

$=AB+\overline{A}C=$等式右侧

【例 8.2】　证明 $A+\overline{A}B=A+B$

证明　等式右侧$=(A+B)(A+\overline{A})=A+\overline{A}B=$等式左侧

8.3.2　逻辑代数的三个重要规则

(1) 代入规则

任何一个含有变量 A 的等式,如果将等式两边所有出现 A 的位置都代之以一个逻辑函数 F,则等式仍然成立。例如,$\overline{A \cdot B}=\overline{A}+\overline{B}$,若将该等式中的变量 A 以$(C \cdot D)$代入,则可得到

$$\overline{(C \cdot D) \cdot B} = \overline{C \cdot D} + \overline{B}$$

(2) 反演规则

对于任何一个逻辑式 F,如果把其中的所有"·"变成"+","+"变成"·","0"变成"1","1"变成"0",原变量变成反变量,反变量变成原变量,那么得到的逻辑表达式是 $\overline{F}$ 的表达式。

【例 8.3】　利用摩根定理求 $L=A+\overline{B\overline{C}+\overline{D+\overline{E}}}$的非。

解:

$$\overline{L} = \overline{A} \cdot \overline{(\overline{B}+C) \cdot \overline{\overline{D} \cdot E}}$$

(3) 对偶规则

对于任意一个逻辑式 F,如果把其中所有的"·"变为"+","+"变为"·","0"变为"1","1"变为"0",而变量不变,这样得到的一个新函数式 F',F' 称为 F 的对偶式。实际上,F 与 F' 互为对偶式。

如果两个函数式相等,则它们的对偶式也相等,这就是对偶定理。

【例 8.4】 写出 $F=A\cdot\overline{B}+C\cdot\overline{D}$ 的对偶式。

解: 根据对偶规则有

$$F'=(A+\overline{B})\cdot(C+\overline{D})$$

8.4 组合逻辑电路的分析与设计

在任何时刻,输出状态只取决于同一时刻各输入状态的组合而与先前状态无关的逻辑电路称为组合逻辑电路。它由与门、或门、非门、与非门、或非门等各种基本逻辑门电路组合而成。

8.4.1 组合逻辑电路的分析

所谓组合逻辑电路的分析就是通过对逻辑电路的分析得出相应的逻辑功能,其步骤如下:

(1) 由逻辑图写出输出端与输入端之间的逻辑表达式。

(2) 化简或变换逻辑表达式。

(3) 列出真值表。

(4) 根据真值表和逻辑表达式对逻辑电路进行分析,最后确定其逻辑功能。

【例 8.5】 分析图 8.22 所示电路的逻辑功能。

解: (1) 根据逻辑电路写出逻辑表达式

$$F=\overline{\overline{A\cdot\overline{AB}}\cdot\overline{B\cdot\overline{AB}}}$$

(2) 用代数法对表达式进行化简

$$\begin{aligned}F&=A\cdot\overline{AB}+B\cdot\overline{AB}\\&=A\cdot(\overline{A}+\overline{B})+B(\overline{A}+\overline{B})\\&=A\overline{B}+\overline{A}B\end{aligned}$$

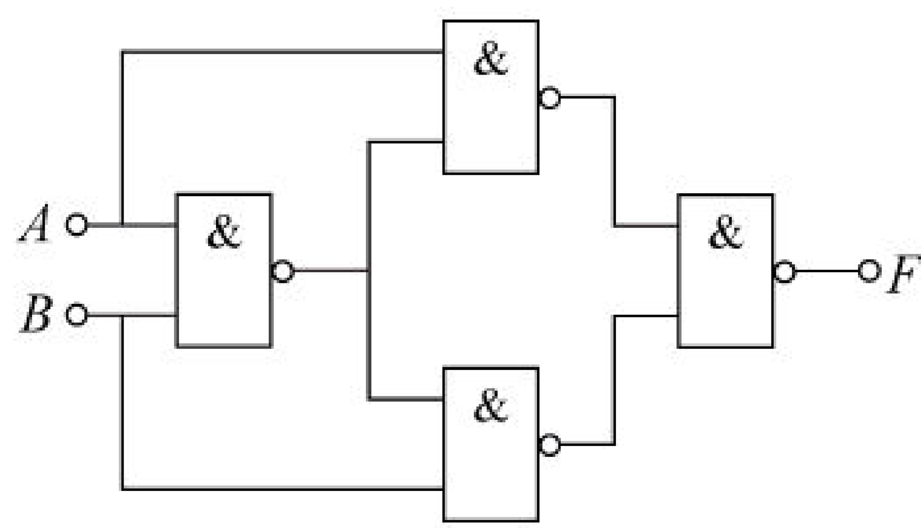


图 8.22 例 8.5 图

(3) 列真值表,见表 8.14。

(4) 确定逻辑功能

由真值表可以看到,当 A、B 相同时,输出为"0",当 A、B 不同时,输出为"1",这种电路实现了异或的逻辑功能,称为异或门。这是一种很实用的复合门,其逻辑符号如图 8.23 所示,表达式为

$$F=A\oplus B$$

表 8.14　例 8.5 真值表

A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

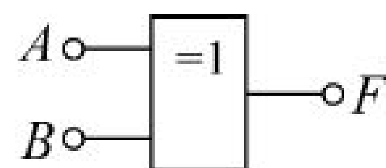


图 8.23　异或门逻辑符号

【例 8.6】　分析图 8.24 所示逻辑电路的逻辑功能。

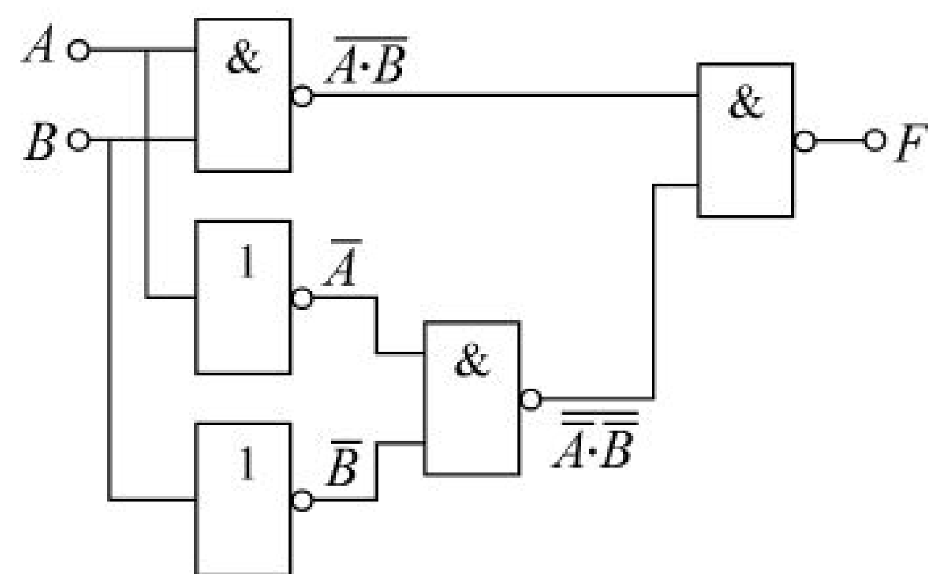


图 8.24　例 8.6 图

解：(1) 由逻辑图写出表达式

$$F = \overline{\overline{AB} \cdot \overline{\overline{A}\,\overline{B}}}$$

(2) 由反演规则进行化简

$$F = AB + \overline{A}\,\overline{B}$$

(3) 列出真值表，见表 8.15。

(4) 分析逻辑功能

由状态表可知当 A、B 相同时输出 $F=1$；当 A、B 相异时，输出 $F=0$，称这种逻辑关系为同或的逻辑关系。此电路称为同或门电路，逻辑符号如图 8.25 所示。

表 8.15　例 8.6 真值表

A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

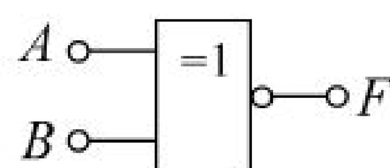


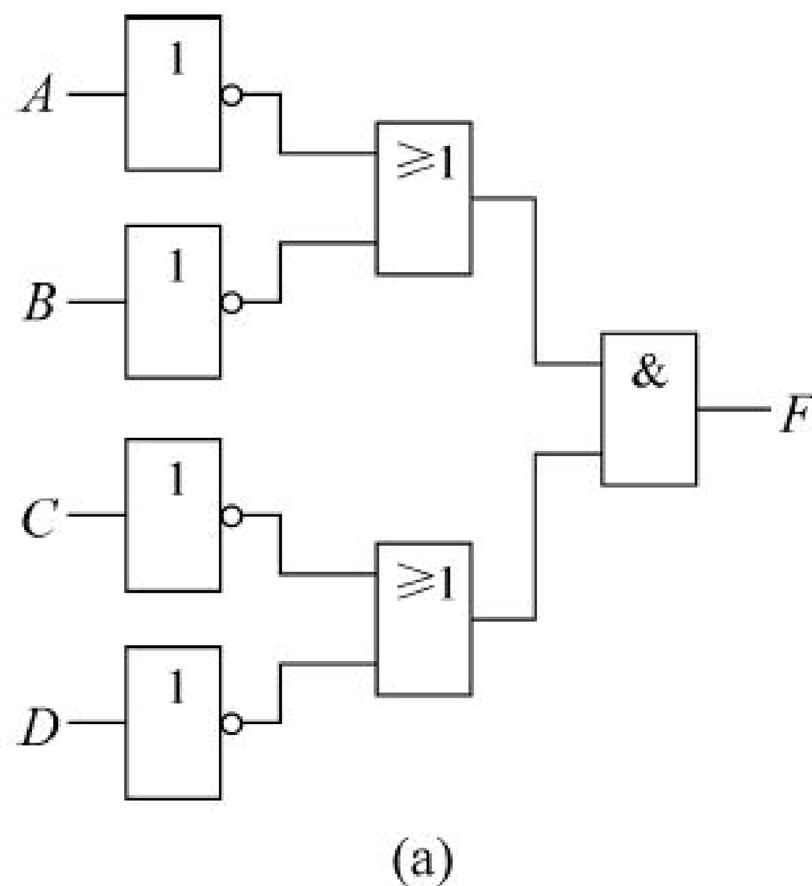
图 8.25　同或门电路逻辑符号

【例 8.7】　分析图 8.26(a)所示电路的逻辑功能。

解：

$$F = (\overline{A} + \overline{B})(\overline{C} + \overline{D}) = \overline{AB + CD}$$

此电路完成的逻辑功能是与或非门，逻辑符号如图 8.26(b)所示。



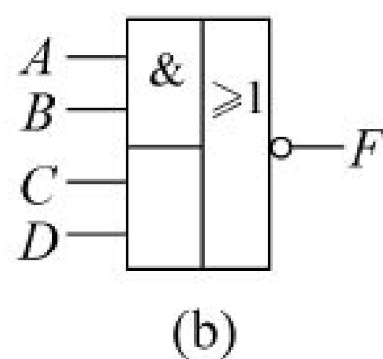


图 8.26　例 8.7 图

8.4.2 组合逻辑电路的设计

所谓组合逻辑电路的设计,就是根据实际要求设计出电路来满足所提出的任务,最后得到逻辑电路图。图8.27给出了组合逻辑电路的一般设计过程。

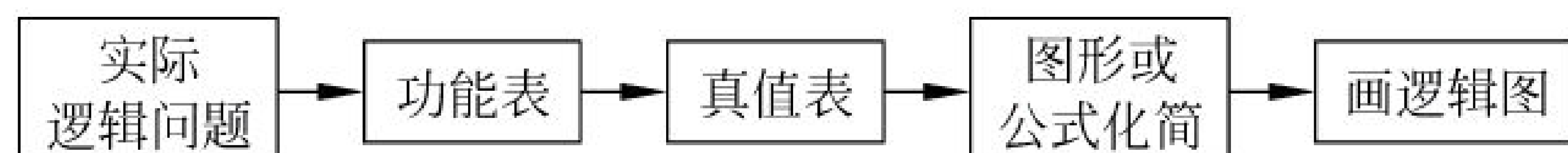


图8.27 组合逻辑电路的一般设计过程

组合逻辑电路的设计分为以下几个步骤。

(1) 分析实际设计要求

实际设计要求可能是一段文字说明,也许就是一个具体的逻辑问题。分析的任务就是要确定哪些是输入变量,哪些是输出函数,以及它们之间的相互关系。正确的分析是建立在对设计要求的深入调查和了解基础上的,所以调查、了解、分析是关键,也是组合逻辑电路设计过程中较难的一步。

(2) 列真值表

一般来说,首先列出输入信号状态和输出函数状态之间对应关系的表格——功能要求表,简称功能表,然后进行状态赋值,即用"0""1"表示输入信号和输出函数的相应状态,从而得到逻辑真值表,简称真值表。

值得注意的是,同一张功能表,状态赋值不同,得到的真值表是不一样的,即输出和输入之间的逻辑关系也会不同。

列功能表和真值表时,不会出现或不允许出现的输入信号状态组合和输入变量取值组合可以不列出,如果列出,则可在相应输出处记上"×"号,以示区别,化简时可作约束项处理。

(3) 逻辑函数化简

逻辑函数的化简方法主要有两种,一种是逻辑代数法,另一种是卡诺图法。在逻辑变量较少时(一般在四变量以下时),用卡诺图法较好,变量比较多时用卡诺图就不方便,则可用公式法。

(4) 画逻辑图

用公式法或者卡诺图法化简得到的基本都是与或表达式,但根据采用门电路类型的不同,需要适当地变换表达式的形式。例如,若采用与非门,则应将与或表达式变换为与非表达式;若采用或非门,则应变换成或非表达式;若采用与或非门,则应变换成与或非表达式。

应该注意的是,这些步骤并不是固定不变的,应该根据题目的具体情况,以及题目的难易程度做具体的分析,进而更好、更客观、更科学地完成设计任务。

下面对几个具体的设计题目进行分析设计。

【例8.8】 设计一个三人表决器,分别用 A、B、C 代表三个投票人的按键,每人有一个按键,如表示赞成,就按下此键;如果不赞成,就不按此键。表决结果用指示灯来表示,如果多数赞成,则灯亮,否则灯不亮。

解：(1) 由题知 A、B、C 分别表示三个按键，“1”表示按键按下，即赞成；“0”表示没按键，即反对。用 F 表示表决结果，当 F 为“1”时，表示多数赞成，此时灯亮；F 为“0”时，表示多数不赞成，此时灯不亮。

依题意得到与逻辑功能相对应的真值表，见表 8.16。

表 8.16　例 8.8 真值表

A	B	C	F	A	B	C	F
0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	1	0	1	0	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1	1

(2) 由真值表写逻辑表达式

由真值表写逻辑表达式的方法有多种，这里只介绍与或表达式的写法。从真值表中找出 $F=1$ 的变量取值组合，变量值为“1”的写成变量本身，变量值为“0”的写成变量的非，各变量之间是与的逻辑关系，这样对于 $F=1$ 的每一种组合都可以写出一个乘积项，而各种组合之间是或的逻辑关系，因此，把 $F=1$ 的各乘积项相加即为 F 的逻辑表达式。根据表 8.16 可以写出它的逻辑表达式为

$$F=\overline{A}BC+A\overline{B}C+AB\overline{C}+ABC$$

(3) 用公式法化简逻辑函数

$$F=AB+BC+CA$$

(4) 化简后的逻辑表达式为与或表达式，画逻辑图时，逻辑乘用与门，逻辑加用或门，逻辑图如图 8.27 所示。

若用非门实现上述逻辑功能，则将表达式变换为

$$F=\overline{\overline{AB+BC+CA}}=\overline{\overline{AB}\cdot\overline{BC}\cdot\overline{CA}}$$

其逻辑图如图 8.28 所示。

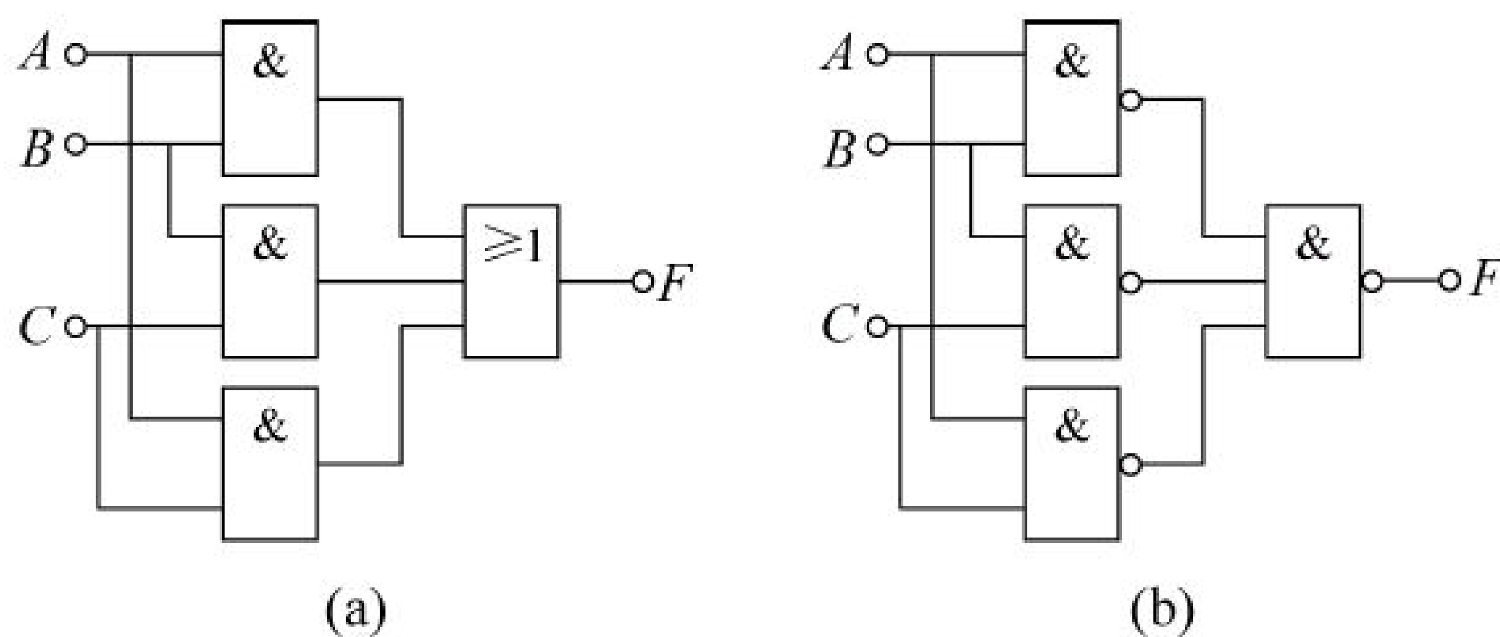


图 8.28　三人表决器逻辑图

(a) 与或门逻辑图；(b) 与非门逻辑图

【例 8.9】　设计一个有三个输入端、一个输出端的判奇电路。所谓判奇电路，就是在三个输入信号中，当有奇数个为高电平时，输出是高电平，否则输出为低电平。

解：(1) 用 A、B、C 分别表示三个输入信号，用 F 表示输出信号，按要求列出与逻辑功能对应的真值表，见表 8.17。

表 8.17 例 8.9 真值表

A	B	C	F	A	B	C	F
0	0	0	0	1	0	0	1
0	0	1	1	1	0	1	0
0	1	0	1	1	1	0	0
0	1	1	0	1	1	1	1

(2) 写出逻辑表达式并化简

取 $F=1$ 的各项组合,写出逻辑与或表达式

$$F=\bar{A}\bar{B}C+\bar{A}B\bar{C}+A\bar{B}\bar{C}+ABC$$
$$=B(AC+\bar{A}\bar{C})+\bar{B}(A\bar{C}+\bar{A}C)$$
$$=B\,\overline{(A\oplus C)}+\bar{B}(A\oplus C)$$
$$=A\oplus B\oplus C$$

(3) 从表达式可以看到,其逻辑功能可以用两个异或门来完成,逻辑电路如图 8.29 所示。

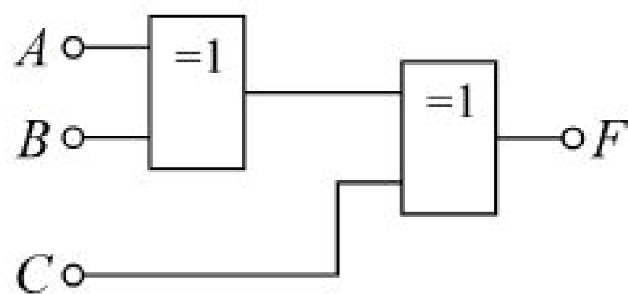


图 8.29 异或门组成的判奇逻辑电路图

8.5 常用组合逻辑电路器件

8.5.1 编码器和译码器

在数字系统里,常常需要将某一信息变换为特定的代码,即编码;有时又需要在一定的条件下将代码翻译出来作为控制信号,即译码。这分别由编码器和译码器来实现,下面分别讨论这两种电路。

1. 编码器

一般来说,用文字、符号或者数码来表示特定对象的过程叫做编码。在日常生活中,经常能遇到编码的问题,如开运动会给运动员编号,装电话要给个电话号码等都是编码。在数字电路中采用的是二制数,它有“0”“1”两个状态,而实际中使用的信号是多种多样的,例如十进制数、各种字母、符号等,因此需要将若干个“1”“0”按一定规律排列在一起组成不同的代码来表示各种信号。完成这种功能的电路叫做编码器。图 8.30 所示为编码器输入和输出框图。

1) 二进制编码器

一般来说,n 位二进制数有 2^n 种不同组合,可以表示 2^n 种信号,所以对 N 个信号进行

编码时，可用公式 $2^n \geqslant N$ 来确定需要使用的二进制代码的位数。

例如，要把 Y_0、Y_1、Y_2、Y_3、Y_4、Y_5、Y_6、Y_7 八个输入信号编成对应的二进制代码输出，其编码过程如下。

（1）分析要求

输入信号（被编码的对象）有 8 个，即 $N=8$，根据 $N=2^n=8$ 可知，输出是一组 $n=3$ 的二进制代码，用 C、B、A 表示，示意图如图 8.31 所示。

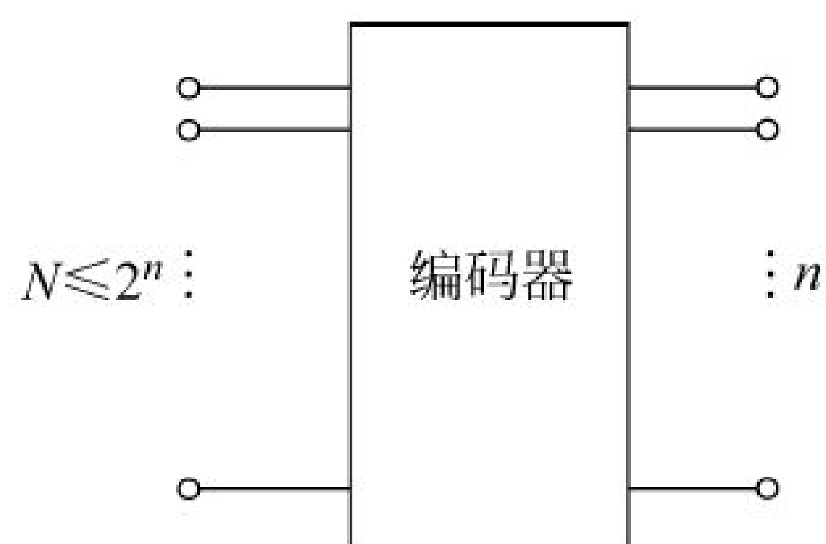


图 8.30　编码器输入和输出框图

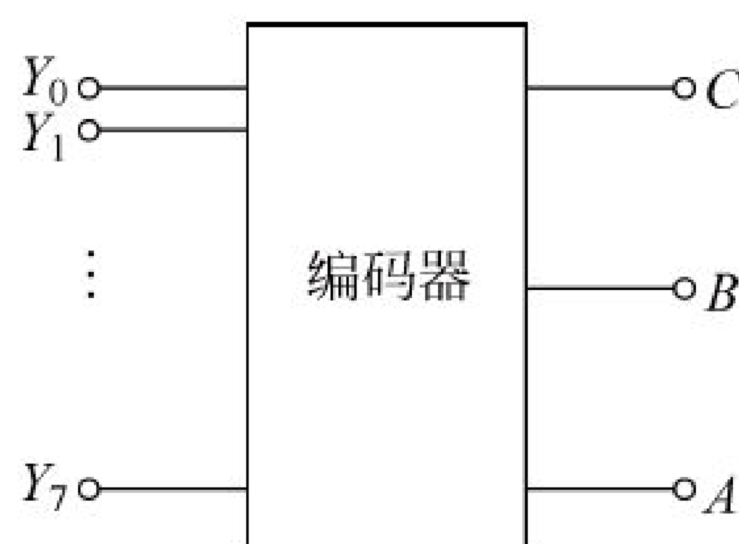


图 8.31　3 位二进制编码器示意图

（2）列编码表

由于某一时刻编码器只能对一个输入信号进行编码，输入端不允许出现两个或两个以上信号同时为“1”的情况。把待编码的八个信号用三位二进制数来表示的方案很多，表 8.18 所示为其中之一，用 000 代表 Y_0，001 代表 Y_1，…，111 代表 Y_7。

表 8.18　8 个信号用三位二进制数来表示的方案之一

	C	B	A		C	B	A
Y_0	0	0	0	Y_4	1	0	0
Y_1	0	0	1	Y_5	1	0	1
Y_2	0	1	0	Y_6	1	1	0
Y_3	0	1	1	Y_7	1	1	1

（3）由编码表写出 C、B、A 的逻辑表达式

$$C = Y_4 + Y_5 + Y_6 + Y_7 = \overline{\overline{Y_4} \cdot \overline{Y_5} \cdot \overline{Y_6} \cdot \overline{Y_7}}$$

$$B = Y_2 + Y_3 + Y_6 + Y_7 = \overline{\overline{Y_2} \cdot \overline{Y_3} \cdot \overline{Y_6} \cdot \overline{Y_7}}$$

$$A = Y_1 + Y_3 + Y_5 + Y_7 = \overline{\overline{Y_1} \cdot \overline{Y_3} \cdot \overline{Y_5} \cdot \overline{Y_7}}$$

（4）由逻辑表达式画出逻辑图

实现上述编码的逻辑电路图（即二进制编码）如图 8.32 所示。例如，当 $Y_2=1$，其余均为“0”时，输出为 010；当 $Y_4=1$，其余均为“0”时，输出为 100。应该注意的是，这里 Y_0 的编码是隐含着的，当 $Y_1 \sim Y_7$ 均匀为“0”时，输出为 000，即表示 Y_0。

2）二-十进制编码器

所谓二-十进制编码器，就是将十进制数的 0、1、2、3、4、5、6、7、8、9 编成二进制代码的电路。它的输入是 0～9 十个数码，输出是一组二进制代码，这组二进制代码又称二-十进制代码，简称为 BCD（binary-coded-decimal）码。输入有十个数码，即十种状态，$N=10$，根据 $2^n \geqslant N$，所以取 $n=4$。但四位二进制代码共有 16 种组合，可以用其中任何十种组合来表示

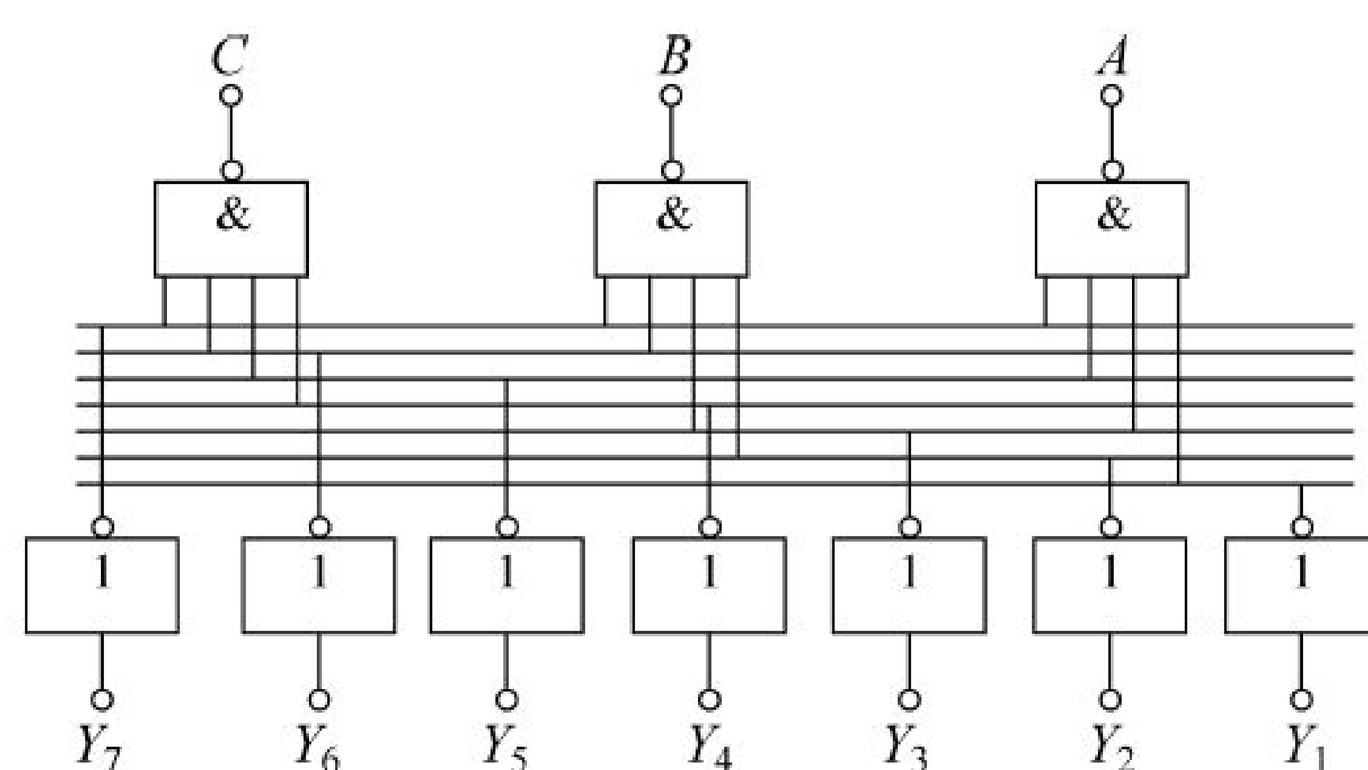


图 8.32 3位二进制编码器逻辑电力图

0~9 十个输入信号,而最常用的是 8421 编码方式。二-十进制的 8421 编码表见表 8.19,即二进制代码各位的“1”所代表的是十进制数从高位到低位的权,依次为 8、4、2、1,把数值为“1”的二进制数按权相加即可得出相应的十进制数,如 1001 代表的十进制数是 $2^3+2^0=9$。

表 8.19 二-十进制的 8421 编码表

输入	输出			
十进制	D	C	B	A
0(Y_0)	0	0	0	0
1(Y_1)	0	0	0	1
2(Y_2)	0	0	1	0
3(Y_3)	0	0	1	1
4(Y_4)	0	1	0	0
5(Y_5)	0	1	0	1
6(Y_6)	0	1	1	0
7(Y_7)	0	1	1	1
8(Y_8)	1	0	0	0
9(Y_9)	1	0	0	1

由编码表可以写出 D、C、B、A 的逻辑表达式

$$D = Y_8 + Y_9 = \overline{\overline{Y_8} \cdot \overline{Y_9}}$$

$$C = Y_4 + Y_5 + Y_6 + Y_7 = \overline{\overline{Y_4} \cdot \overline{Y_5} \cdot \overline{Y_6} \cdot \overline{Y_7}}$$

$$B = Y_2 + Y_3 + Y_6 + Y_7 = \overline{\overline{Y_2} \cdot \overline{Y_3} \cdot \overline{Y_6} \cdot \overline{Y_7}}$$

$$A = Y_1 + Y_3 + Y_5 + Y_7 + Y_9 = \overline{\overline{Y_1} \cdot \overline{Y_3} \cdot \overline{Y_5} \cdot \overline{Y_7} \cdot \overline{Y_9}}$$

由逻辑式可画出它的逻辑图,如图 8.33 所示。

当输入某一个十进制数时,只需要使相应的输入端为高电平,其余均为低电平即可。例如 $Y_7=1$,其余为 0,由电路可知,输出为 0111 即为十进制数的 7。另外,当 $Y_1\sim Y_9$ 全为 0 时,输出端为 0000,相当于 Y_0 状态,即十进制数的 0。

上述两种编码器只允许一个输入端有信号,或者说输入互相排斥。而实际上,编码器的种类很多,其输入也不一定是互相排斥的。如优先编码器,它的各个输入端的优先权是不同

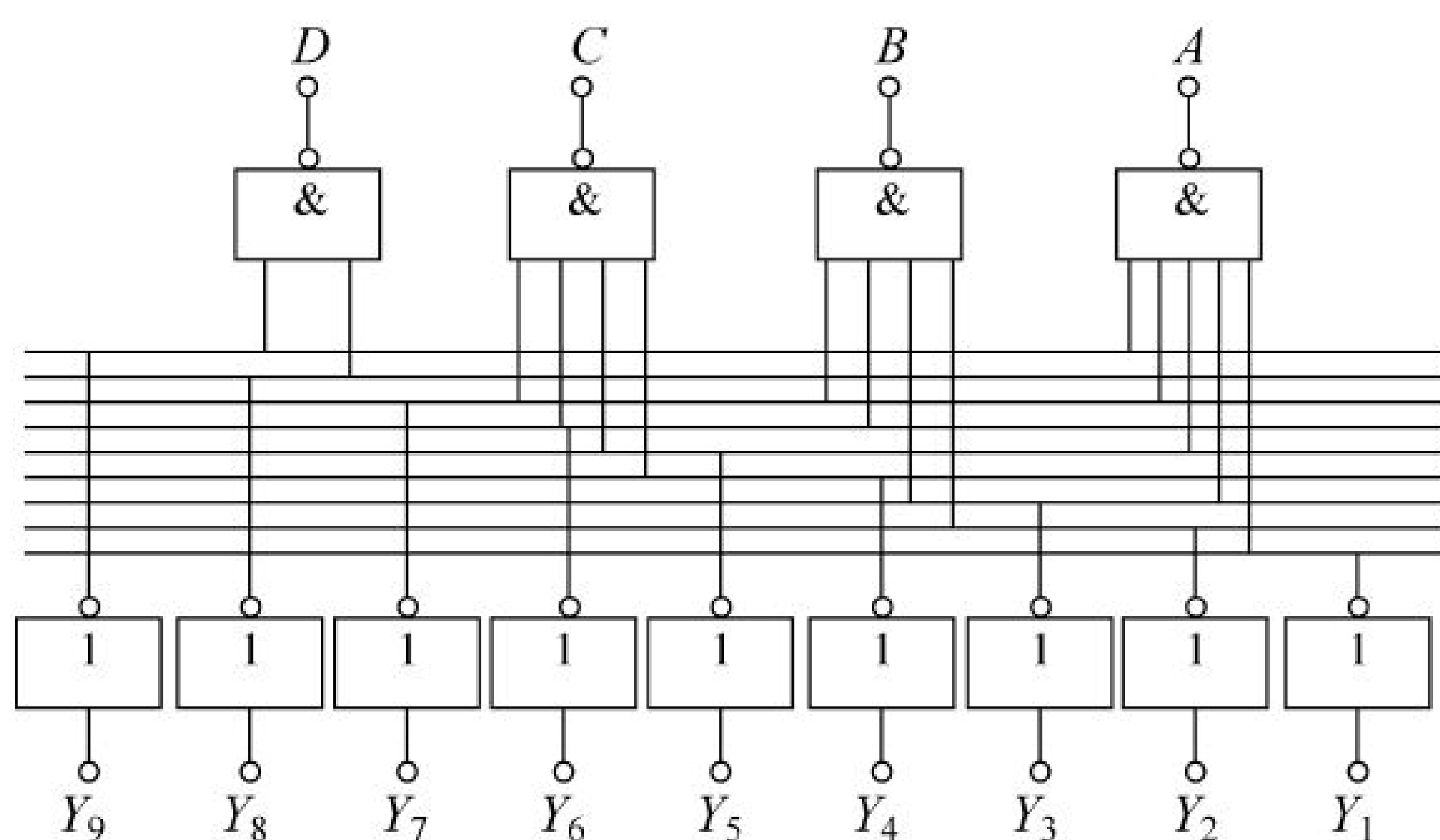


图 8.33　二-十进制编码器逻辑图

的，若几个输入同时有信号到来，输出端给出优先权较高的那个输入信号所对应的代码。优先编码器在控制系统中有时是非常重要的。例如，一个控制系统有多个探测器，有可能几个探测器同时发出请求，希望对相应的部件进行控制。这时，控制系统应先处理亟待处理（即优先权较高）的请求，然后再解决可以晚些处理（即优先权较低）的请求。为了自动按优先权排队，可使用优先编码器。优先编码器只对诸输入信号中优先权较高的输入进行编码，然后将所编的代码送入控制系统，再去控制机器自动工作，这些就不再进行详细讨论了。

2. 译码器

译码是编码的逆过程，即把特定含义的二进制代码还原成一定的信息。具有译码功能的逻辑电路称为译码器，图 8.34 所示为译码器的框图。显然，对于三位的译码器，其输出有 8 个，简称 3 线-8 线译码器。对于四位的译码器，则输出有 16 个，简称 4 线-16 线译码器。

译码器主要分为两类，即通用译码器和显示译码器，下面分别加以介绍。

（1）N-2^n 线译码器

我们知道，n 位二进制数，共有 $N=2^n$ 种不同的组合，将 n 位二进制数的 2^n 种组合译成电路的 2^n 种输出状态，完成这一功能的译码器称为 N-2^n 线译码器。图 8.35 所示为由门电路组成的两个输入端、四个输出端的译码电路，简称 2 线-4 线译码器，其状态表见表 8.20。

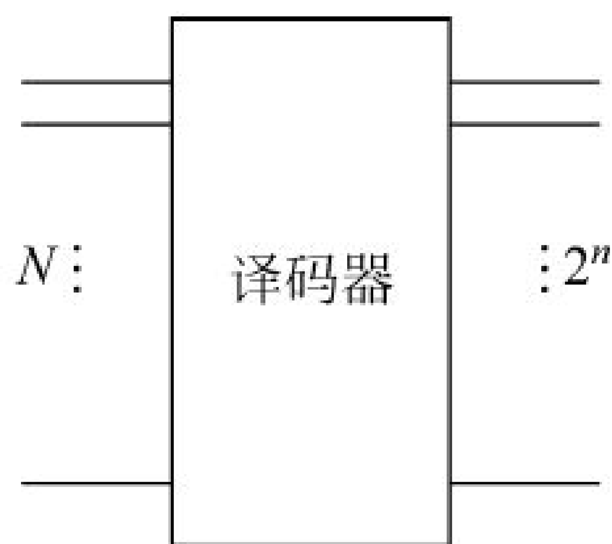


图 8.34　译码器框图

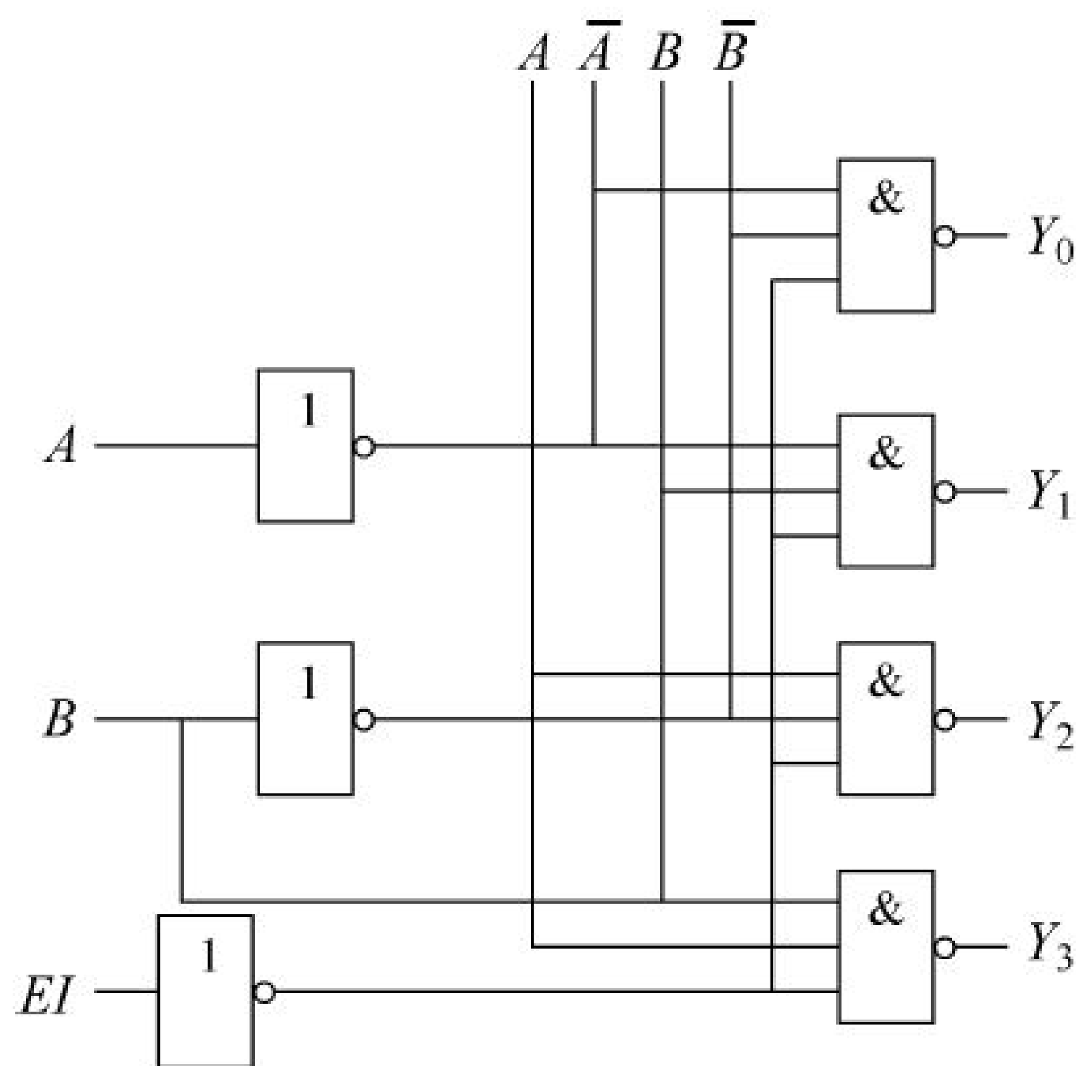


图 8.35　2 线-4 线译码器电路

表 8.20 2线-4线译码器状态表

输　入			输　出			
EI	A	B	Y_0	Y_1	Y_2	Y_3
1	×	×	1	1	1	1
0	0	0	0	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1
0	1	0	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	0

可以列出各输出端的逻辑表达式

$$Y_0=\overline{\overline{EI}\,\overline{A}\,\overline{B}},\quad Y_1=\overline{\overline{EI}\,\overline{A}\,B},\quad Y_2=\overline{\overline{EI}A\overline{B}},\quad Y_3=\overline{\overline{EI}AB}$$

由状态表和表达式可以看出,输出状态是由输入端 A、B 和使能端 EI 共同决定的。当 EI 为"1"时,无论 A、B 状态如何,任意态用"×"来表示,输出全部为"1",译码器处于不工作状态;当 EI 为"0"时,对应 A、B 的一种组合,其中只有一个输出是"0",其余各输出为"1"。例如,当输入状态为 $AB=00$ 时,$Y_0=0$,其余为1;当输入状态为 $AB=01$ 时,$Y_1=0$,其余为1;当输入状态 $AB=10$ 时,$Y_2=0$,其余为1;当输入状态为 $AB=11$ 时,$Y_3=0$,其余为1。因此,四个输出端 $Y_0\sim Y_3$ 均为低电平有效。译码器是通过输出端的逻辑电平来识别不同代码的。

同理,3线-8线译码器可产生八个不同的电路输出状态,4线-16线译码器可产生十六个不同的电路输出状态。

(2) 显示译码器

在数字测量仪表和各种数字系统中,都需将测量的结果直接显示出来,以方便人们直接读取测量结果。一个数码显示电路通常由译码驱动电路和数码显示器组成。显示译码器的功能是将二进制信息代码经过译码后,再送给数码显示器件显示出相应的信息。目前常用的数码显示器有发光二极管组成的七段显示数码管和液晶七段显示器等。

图8.36所示是七段数码管及其所显示的十进制数字字形。

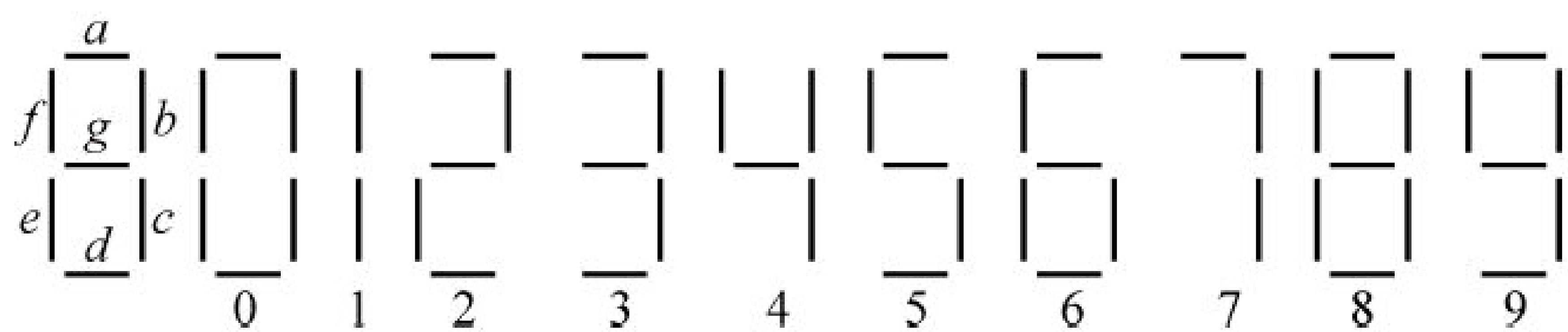


图 8.36 七段数码管及其所显示的十进制数字

由图8.36七段数码管显示字段与显示的数字之间的关系,可列出8421BCD七段显示译码真值表,见表8.21。

表 8.21 七段显示译码真值表

$D\ C\ B\ A$	$a\ b\ c\ d\ e\ f\ g$	显示
0 0 0 0	1 1 1 1 1 1 0	0
0 0 0 1	0 1 1 0 0 0 0	1
0 0 1 0	1 1 0 1 1 0 1	2
0 0 1 1	1 1 1 1 0 0 1	3
0 1 0 0	0 1 1 0 0 1 1	4

续表

$DCBA$	$abcdefg$	显示
0 1 0 1	1 0 1 1 0 1 1	5
0 1 1 0	1 0 1 1 1 1 1	6
0 1 1 1	1 1 1 0 0 0 0	7
1 0 0 0	1 1 1 1 1 1 1	8
1 0 0 1	1 1 1 1 0 1 1	9

由表 8.21 可写出各字段的逻辑表达式

$$\bar{a}=\bar{D}\bar{C}\bar{B}A+\bar{D}C\bar{B}\bar{A}$$
$$\bar{b}=\bar{D}C\bar{B}A+\bar{D}CB\bar{A}$$
$$\bar{c}=\bar{D}\bar{C}B\bar{A}$$
$$\bar{d}=\bar{D}\bar{C}\bar{B}A+\bar{D}C\bar{B}\bar{A}+\bar{D}CBA$$
$$\bar{e}=\bar{D}\bar{C}\bar{B}A+\bar{D}\bar{C}BA+\bar{D}C\bar{B}\bar{A}+\bar{D}C\bar{B}A+\bar{D}CBA+D\bar{C}\bar{B}A$$
$$\bar{f}=\bar{D}\bar{C}\bar{B}A+\bar{D}\bar{C}B\bar{A}+\bar{D}\bar{C}BA+\bar{D}CBA$$
$$\bar{g}=\bar{D}\bar{C}\bar{B}\bar{A}+\bar{D}\bar{C}\bar{B}A+\bar{D}CBA$$

化简逻辑表达式

$$\bar{a}=\bar{D}\bar{C}\bar{B}A+C\bar{B}\bar{A}$$
$$\bar{b}=C\bar{B}A+CB\bar{A}$$
$$\bar{c}=\bar{C}B\bar{A}$$
$$\bar{d}=\bar{D}\bar{C}\bar{B}A+C\bar{B}\bar{A}+CBA$$
$$\bar{e}=A+C\bar{B}\bar{A}$$
$$\bar{f}=\bar{D}\bar{C}\bar{B}A+\bar{C}B\bar{A}+BA$$
$$\bar{g}=\bar{D}\bar{C}\bar{B}+CBA$$

用非门和与非门可以得到七段显示译码电路的逻辑图如图 8.37 所示。

实际应用中，显示译码电路大多采用现成的集成芯片，如 74LS47、74LS48 等。图 8.38 所示是 74LS47 的管脚图，其中 $\overline{LT}$ 为试灯输入端，是为了检查数码管各段是否能正常发光而设置的。当其为低电平时，无论输入端 A、B、C、D 为何种状态，芯片的输出端（$Y_a \sim Y_g$）均为低电平，此时所驱动的共阳极 LED 数码管七段全部点亮，以此来判断是否有损坏的字段。

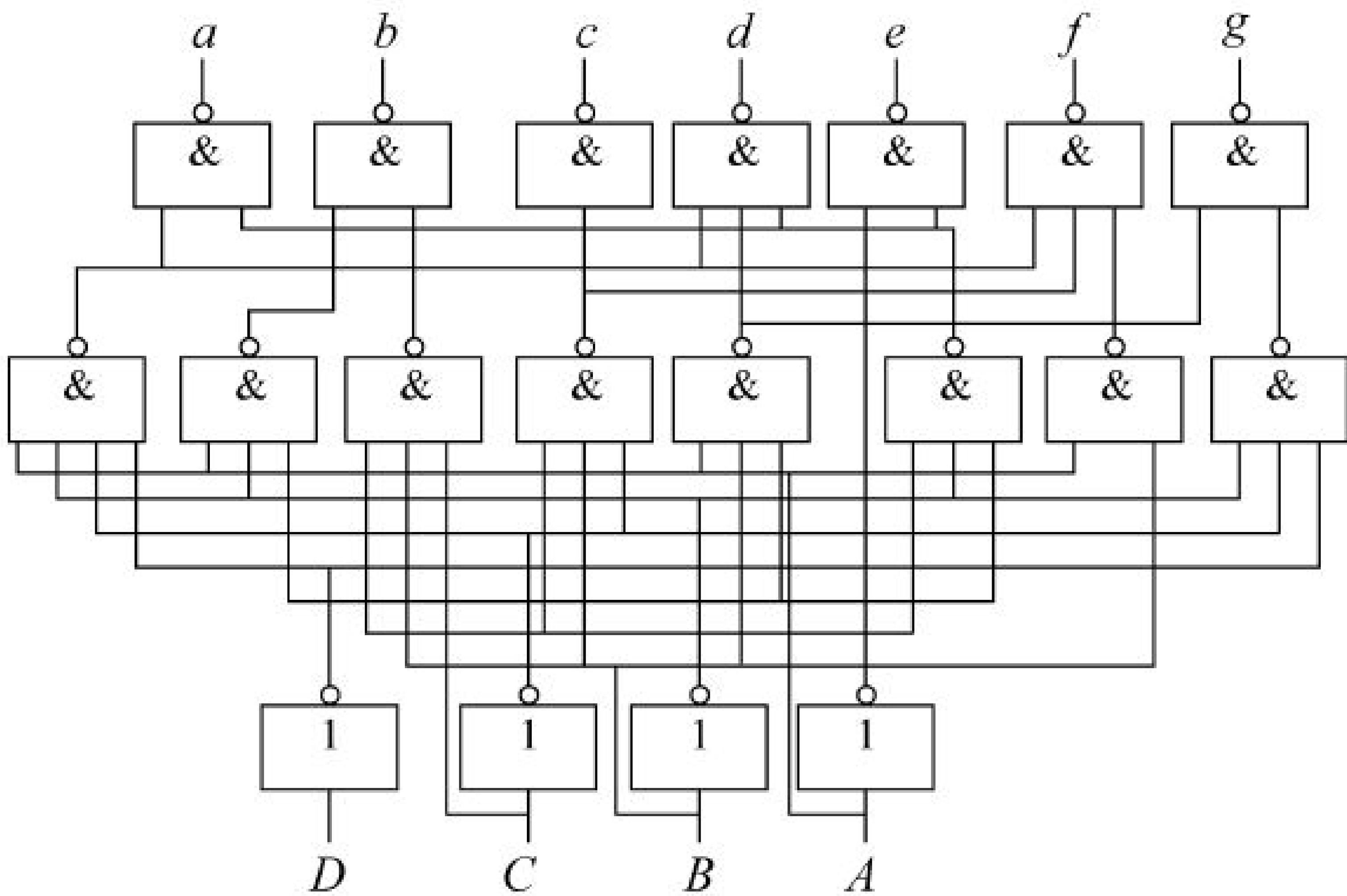


图 8.37　七段显示译码电路的逻辑图

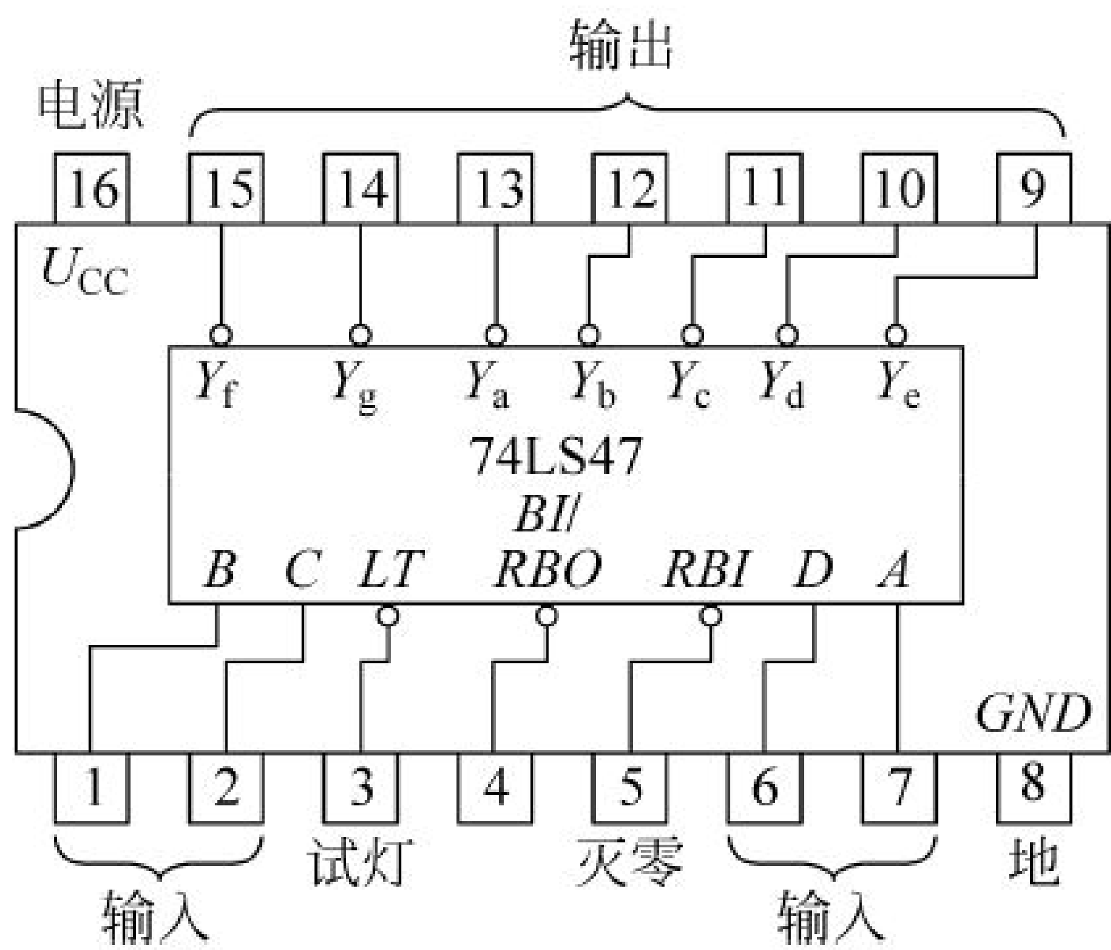


图 8.38　74LS47 集成芯片管脚图

8.5.2 数据分配器和选择器

1. 数据分配器

所谓数据分配是将一个数据源的数据发送到多个不同的通道上去,实现这种功能的逻辑电路称为数据分配器,其作用相当于一个多输出的单刀多掷开关,其示意图如图8.39所示。

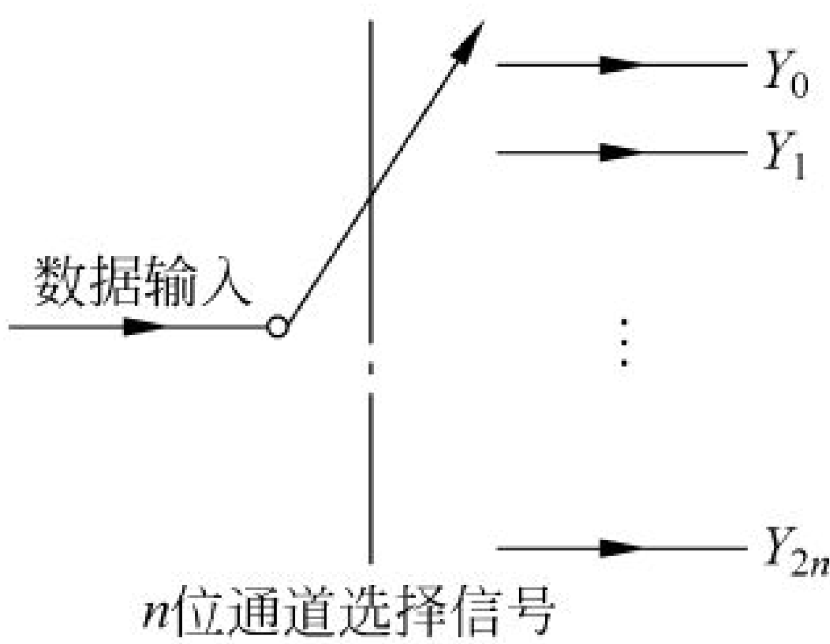


图8.39 数据分配器示意图

数据分配器可以用唯一地址译码器实现,如前面所讲的3线-8线译码器,可以把一个数据信号分配到8个通道上去,其功能表见表8.22,原理图如图8.40所示,其中G_1为使能控制端,使用时接高电平,G_{2B}接低电平,G_{2A}为数据输入端,A、B、C为通道地址输入端。

表8.22 3线-8线译码器功能表

输入						输出							
G_1	G_{2B}	G_{2A}	C	B	A	Y_0	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Y_6	Y_7
0	0	×	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	D	0	0	0	D	1	1	1	1	1	1	1
1	0	D	0	0	1	1	D	1	1	1	1	1	1
1	0	D	0	1	0	1	1	D	1	1	1	1	1
1	0	D	0	1	1	1	1	1	D	1	1	1	1
1	0	D	1	0	0	1	1	1	1	D	1	1	1
1	0	D	1	0	1	1	1	1	1	1	D	1	1
1	0	D	1	1	0	1	1	1	1	1	1	D	1
1	0	D	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	D

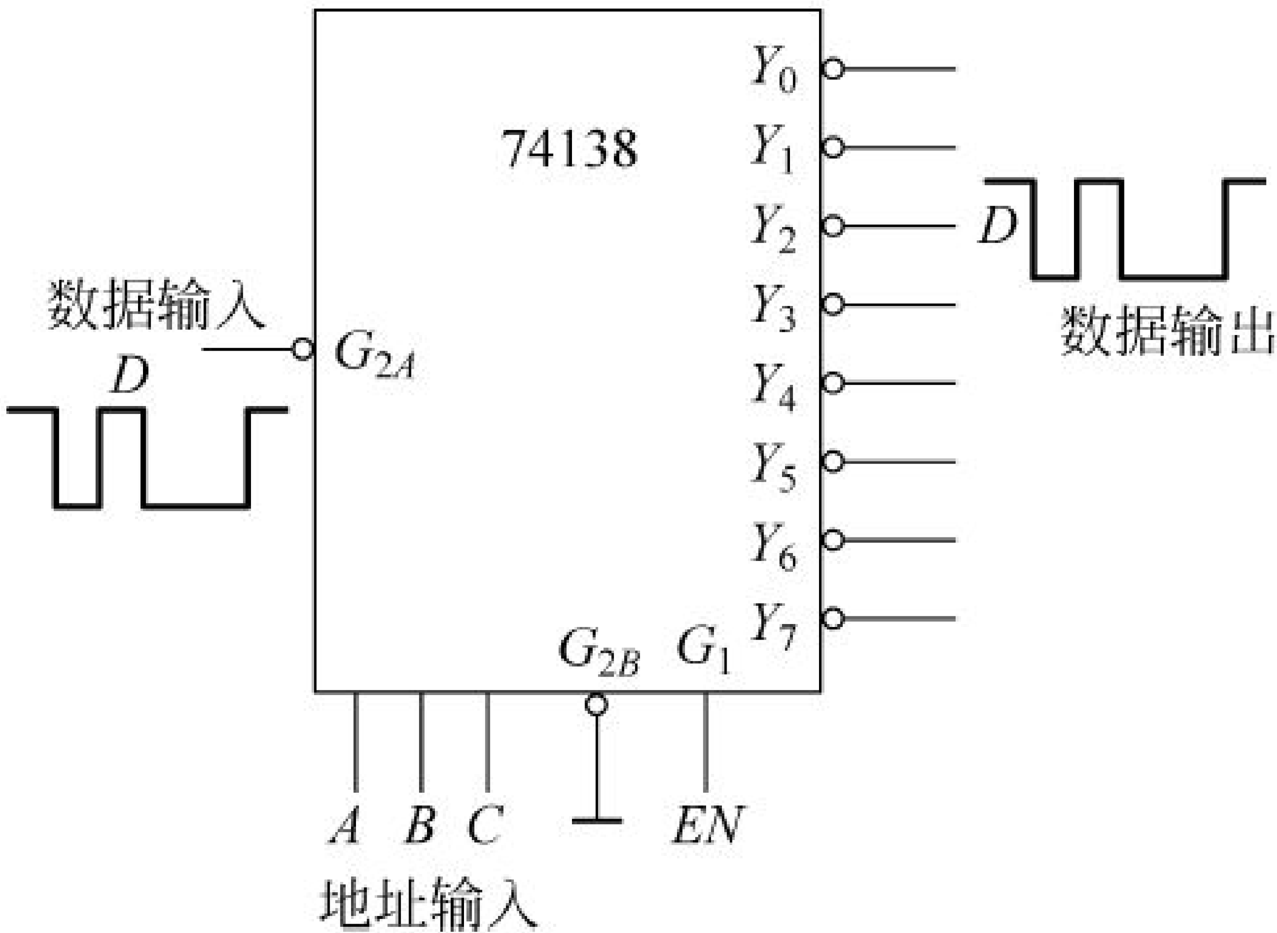


图8.40 3线-8线译码器原理图

数据分配器的应用较多，例如，一台微机有多个外设与之联接，可以通过数据分配器将微机信息送到各个外设上去，这里不作详细讨论。

2. 数据选择器

数据选择是指通过选择，能从多个数据输入端中选择与地址相对应的数据传送到唯一的公共数据通道上去，实现这种功能的电路称为数据选择器，其作用相当于一个多输入的单刀多掷开关。其示意图如图 8.41 所示。

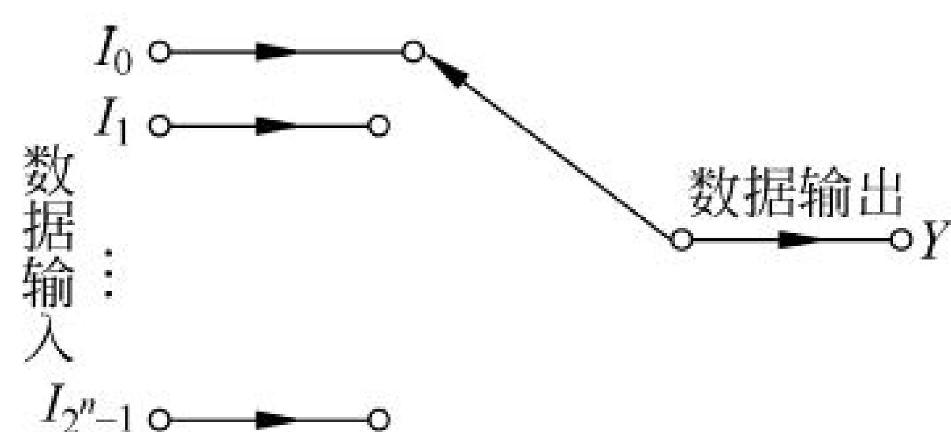


图 8.41　数据选择器示意图

图示是共有 2^n 个数据输入通道的数据选择器，需要的地址输入端为 n 位。数据源越多，地址输入端的位数也就越多。图 8.42 所示是八选一数据选择器的逻辑图，表 8.23 是其功能表，其中 E 为使能端，S_2、S_1、S_0 为数据通道选择端，Y 为数据输出端。

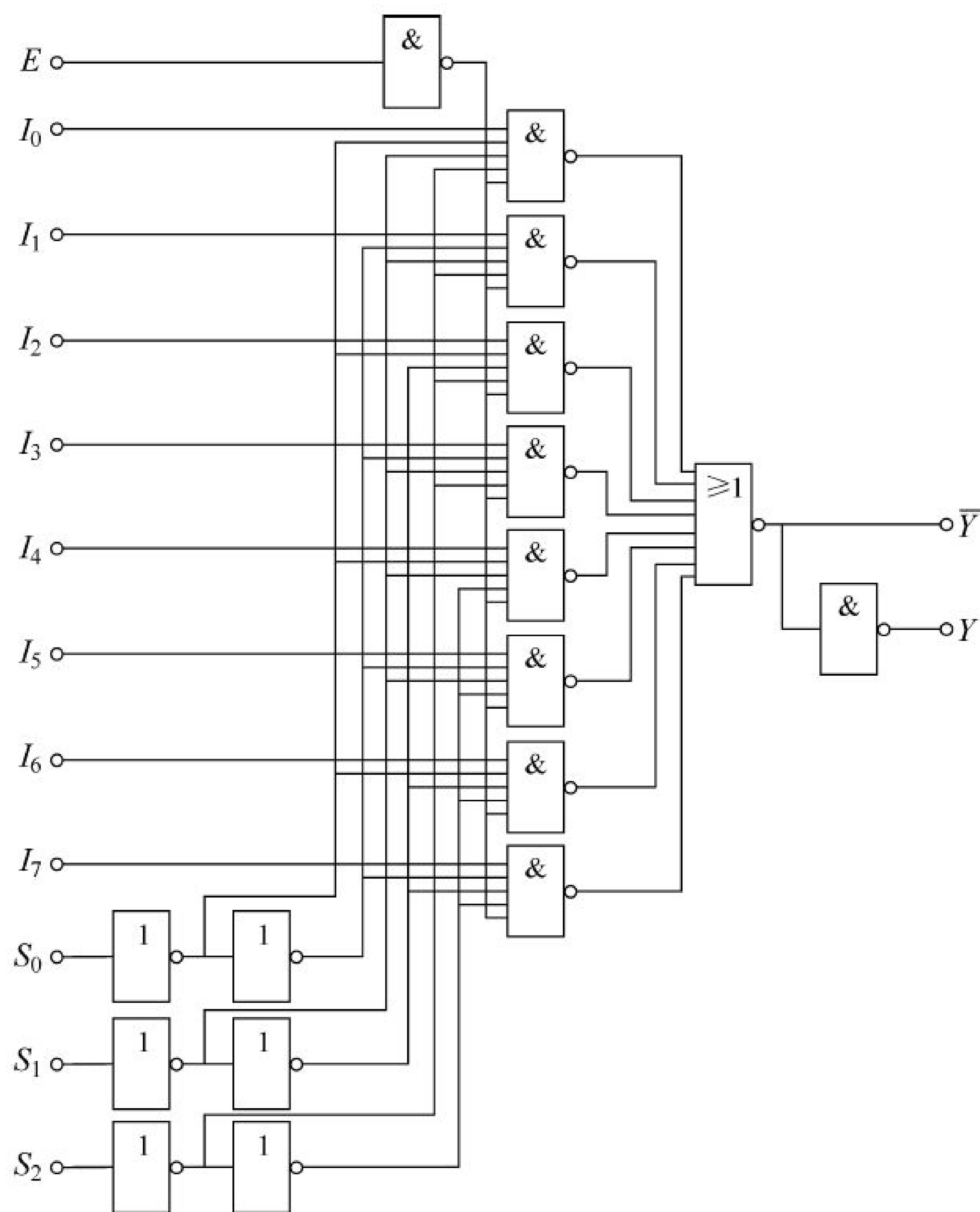


图 8.42　八选一数据选择器逻辑图

在实际应用中，往往采用集成的数据选择器，如 74LS151 就是常用的八选一的集成数据选择器。以上讨论是一位数据选择器，如果需要多位数据选择时，可以由多个一位数据选择器组成。如果需要更多位数选一的选择器，也可以由低位数的数据选择器扩展组成。

数据选择器的应用很多，如逻辑函数产生器、实际并行数据到串行数据的转换等，这里不再研究讨论，请参看相关资料。

表 8.23 八选一数据选择器功能表

输入				输出
S_2	S_1	S_0	E	Y
×	×	×	1	0
0	0	0	0	I_0
0	0	1	0	I_1
0	1	0	0	I_2
0	1	1	0	I_3
1	0	0	0	I_4
1	0	1	0	I_5
1	1	0	0	I_6
1	1	1	0	I_7

8.5.3 运算器

运算器是实现算术运算、逻辑运算、量值大小比较等功能的组合逻辑电路。

1. 加法器

加法器是算术运算电路的基本单元,在计算机中,四则运算都是通过分解成加法运算进行的。

(1) 半加器

只求本位的和,而不考虑低位送来的进位数,实现半加的逻辑器件称为半加器。

设 A 为被加数,B 为加数,S 为本位的和,C 为向高位的进位,则半加器的真值表见表 8.24。

表 8.24 半加器真值表

A	B	S	C
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

由真值表可以得到逻辑表达式

$$S = \overline{A}B + A\overline{B} = A \oplus B, \quad C = AB$$

变换成与非形式

$$S = \overline{\overline{\overline{A}B} \cdot \overline{A\overline{B}}}, \quad C = \overline{\overline{AB}}$$

得到半加器的逻辑图如图 8.43 所示。

从图中可看出,半加器可以由与非门组成,也可以由一个集成异或门和与门组成,其逻辑符号如图 8.44 所示。

显然,在进行多位二进制加法运算时,半加器是不行的,它只能用于最低位求和,并给出进位数。

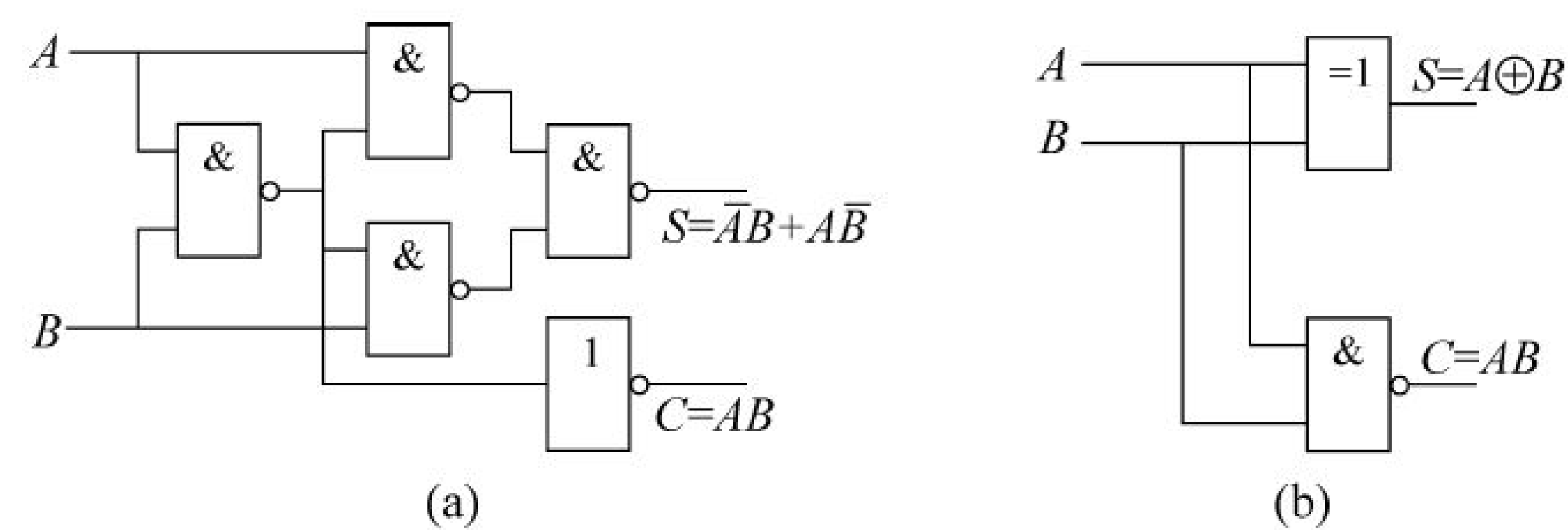


图 8.43　半加器逻辑图

(a) 由与非门组成；(b) 由异或门和与门组成

(2) 全加器

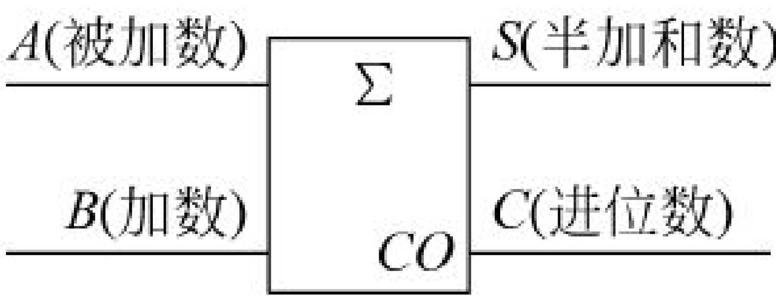


图 8.44　半加器逻辑符号

所谓全加就是被加数、加数以及来自低位的进位数三者相加，得出本位的和并给出向高位的进位数，故全加器电路有三个输入端和两个输出端。三个输入端分别是：A_i 为被加数，B_i 为加数，C_{i-1} 为相邻低位向本位的进位数；两个输出端中 S_i 为本位的和，C_i 为本位向相邻高位的进位数。全加器的真值表见表 8.25。

表 8.25　全加器真值表

A_i	B_i	C_{i-1}	S_i	C_i
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

由真值表得到全加器的逻辑表达式

$$S_i = \overline{\bar{A}_i\bar{B}_i\bar{C}_{i-1} + \bar{A}_iB_iC_{i-1} + A_i\overline{B_i}C_{i-1} + A_iB_i\bar{C}_{i-1}}$$

$$C_i = \overline{\bar{A}_i\bar{B}_i + \bar{B}_i\bar{C}_{i-1} + \bar{A}_i\bar{C}_{i-1}}$$

由表达式可得到全加器的逻辑图，如图 8.45 所示。可以看到，该逻辑图是用现成的与或非门来实现，其逻辑符号如图 8.46 所示。

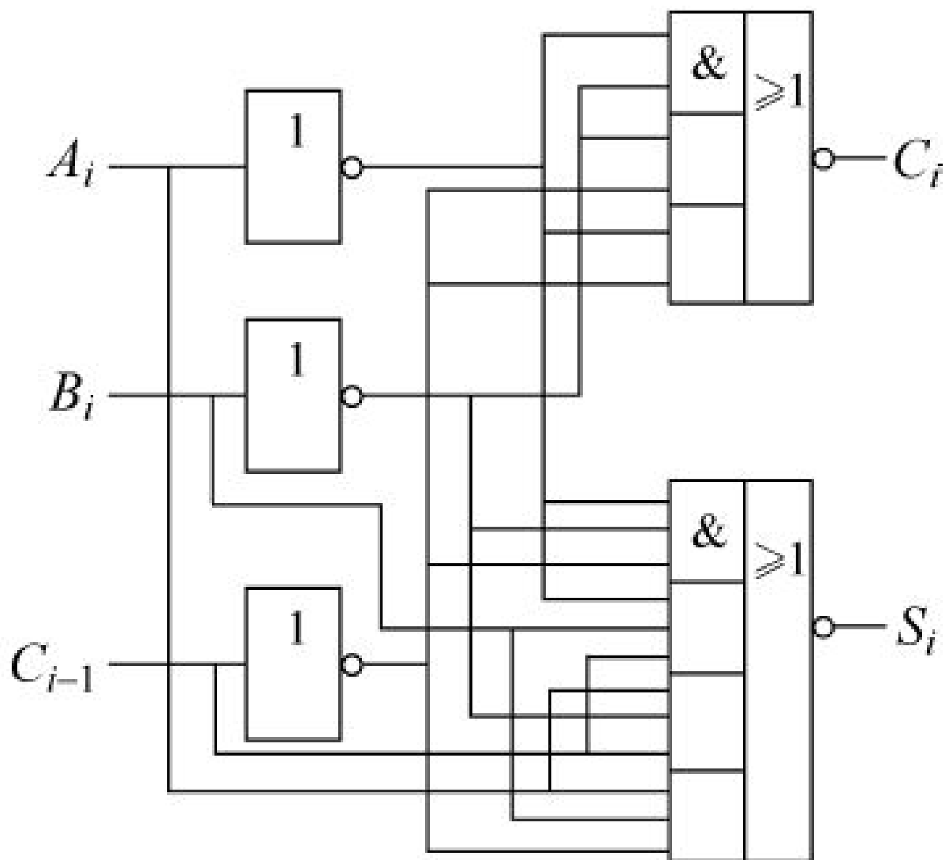


图 8.45　全加器的逻辑图

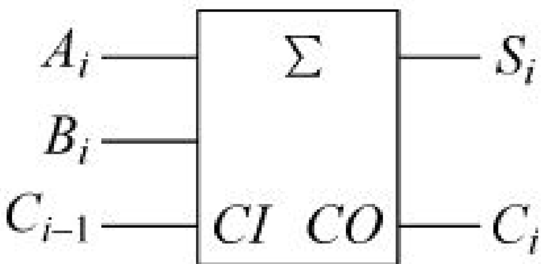


图 8.46　全加器的逻辑符号

其实,一个全加器可用两个半加器和一个或门组成,这里不再介绍。

以上是实现多位二进制数中某一位全加的加法器,用多个全加器串联,可组成多位二进制数加法器。图8.47所示为由四个全加器组成的实现四位二进制数加法的运算电路。

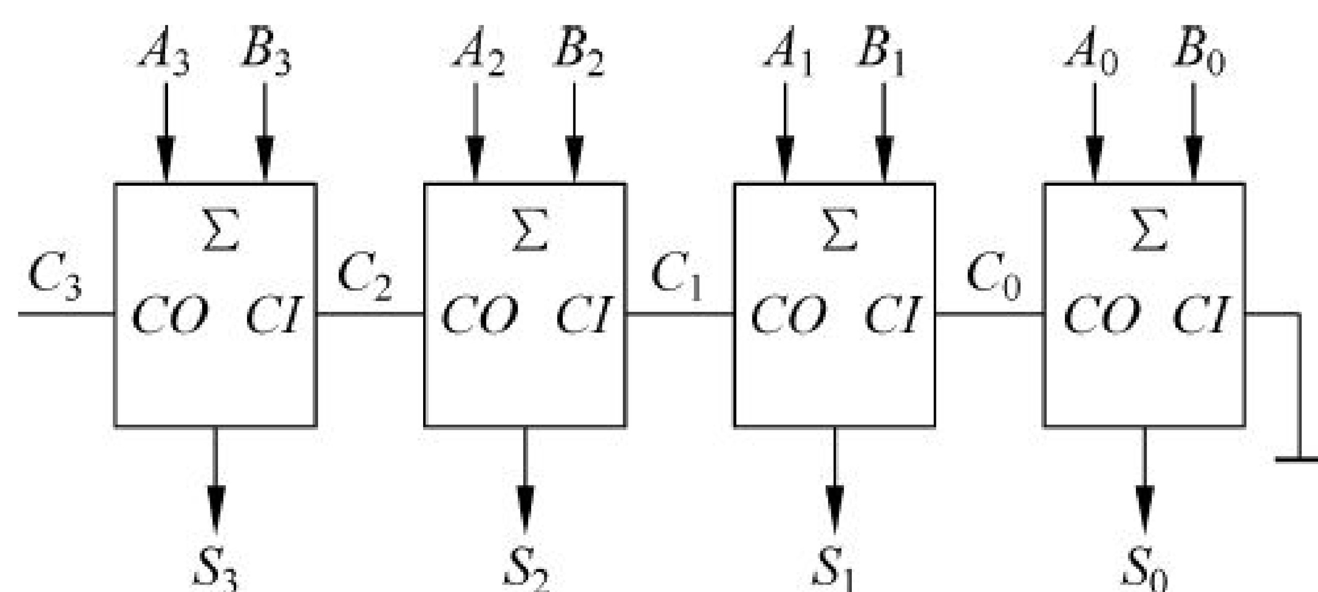


图8.47 四个全加器组成的运算电路

目前加法器也有现成的集成电路组件,如74LS183即是两个独立的全加器集成到一个组件中,74LS283是一个集成四位加法器。

2. 比较器

在各种数字系统中,经常需要对两个数进行比较,以判断它们的相对大小或是否相等。比较器的逻辑功能分为两类:一类是仅比较两个数是否相等;另一类是除比较两个数是否相等外,还要比出两个数的大小。因为一位比较器是多位比较器的基础,因此,下面以一位数值比较器为例进行说明。

(1) 一位同比较器

表8.26 一位同比较器逻辑真值表

A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

这种比较器只比较两个一位二进制数是否相等,称为同比较器。

设两个二进制数分别为A、B,比较结果用F表示,$F=1$为相同,$F=0$为不同,逻辑真值表见表8.26。

由真值表得到逻辑表达式为

$$F = \overline{A}\,\overline{B} + AB = A \odot B$$

可见用同或门可实现一位同比较器。

(2) 一位大小比较器

设两个一位二进制数A、B,比较这两个数,用$F_1=1$表示$A=B$,$F_2=1$表示$A>B$,$F_3=1$表示$A<B$,则其逻辑真值表见表8.27。

表8.27 一位大小比较器逻辑真值表

A	B	F_1	F_2	F_3
0	0	1	0	0
0	1	0	0	1
1	0	0	1	0
1	1	1	0	0

由真值表得到逻辑表达式为

$$F_1 = \overline{A}\,\overline{B} + AB, \quad F_2 = A\overline{B}, \quad F_3 = \overline{A}B$$

其逻辑图如图8.48所示,逻辑符号如图8.49所示。

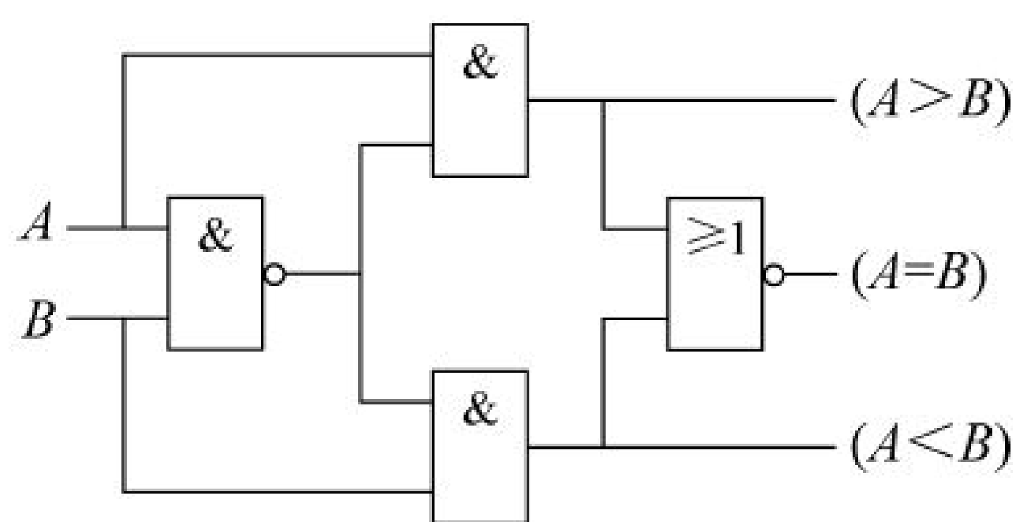


图 8.48　一位大小比较器逻辑图

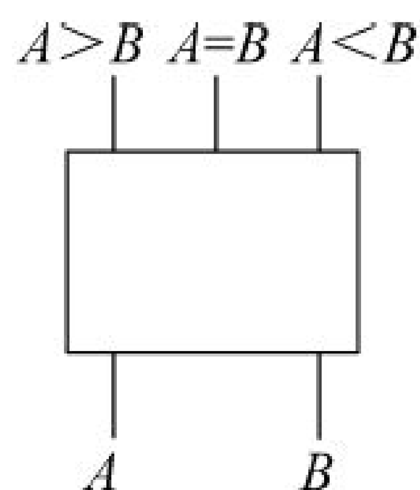


图 8.49　一位大小比较器逻辑符号

现在数值比较器的集成器件也有一些，如 74LS85 就是四位数值比较器。

8.6　双稳态触发器

8.6.1　基本 *RS* 触发器

数字电路中还常常用到另一类具有记忆功能的逻辑部件——双稳态触发器，以及由双稳态触发器和逻辑门组成的逻辑电路，这种逻辑电路某一时刻的输出状态，不仅取决于当时电路的输入状态，而且还与电路的过去状态有关，当输入信号撤去后，电路的输出状态能保持不变。这种具有记忆功能的逻辑电路称为时序逻辑电路。本节首先介绍双稳态触发器。

双稳态触发器有两个互非的输出端 Q 和 $\bar{Q}$，它们有两个基本性质：一是其稳定状态总是相反的；二是在一定的输入信号作用下，能够从一个稳定状态翻转到另一个稳定状态。

图 8.50 所示是由两个与非门交叉联接组成的双稳态触发器。这种最简单的触发器又是构成其他不同类型双稳态触发器的基本部分，因此称为基本双稳态触发器。由于它的输入端分别用 R_D 和 S_D 表示，故这种触发器又称为基本 RS 触发器。

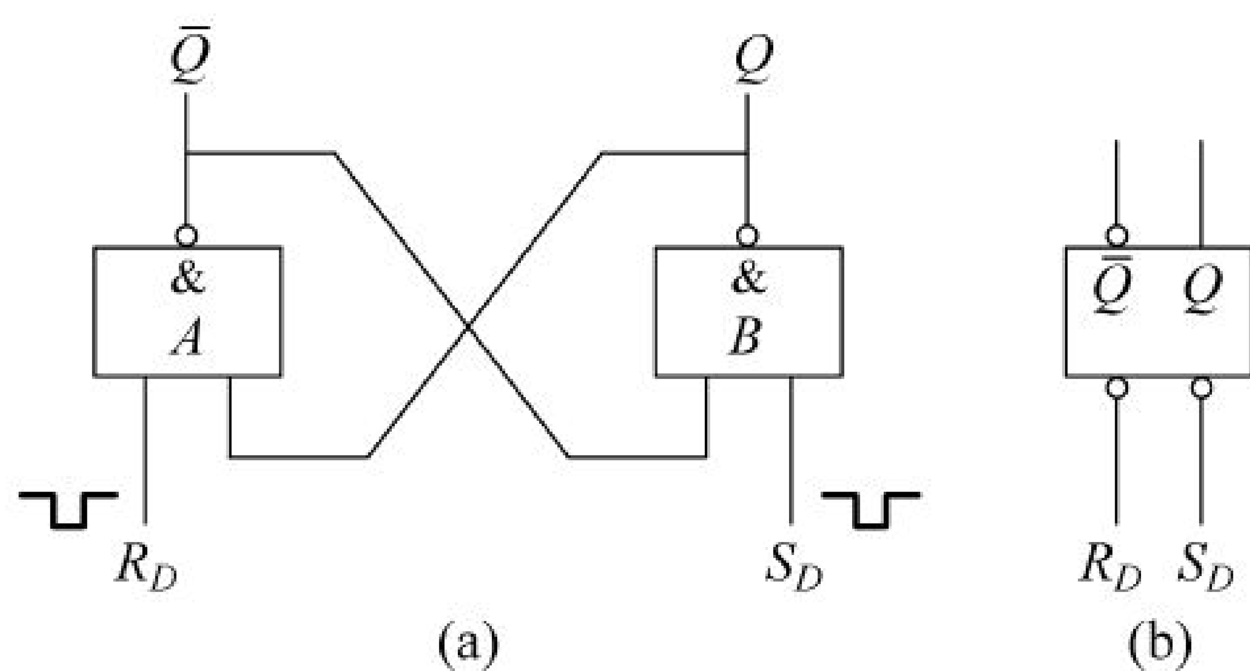


图 8.50　基本 *RS* 触发器
(a) 逻辑图；(b) 逻辑符号

Q 和 $\bar{Q}$ 为触发器的输出端，在正常条件下两个输出端保持相反状态。规定触发器的输出状态由 Q 端决定，即当 $Q=1(\bar{Q}=0)$时，触发器为 1 态，称为置位状态；当 $Q=0(\bar{Q}=1)$时，触发器为 0 态，称为复位状态。

下面分四种情况来分析基本 RS 触发器的逻辑功能。

(1) $R_D=0, S_D=1$

设触发器的初始状态为 1 态，即 $Q=1, \bar{Q}=0$，这时与非门 A 有一个输入端 RD 为 0，其

输出 $\bar{Q}$ 变为1,而与非门 B 的两个输入端全为1,其输出端 Q 变为0。因此,在 R_D 端加一负脉冲,触发器就由1态翻转为0态。如果它的初始状态为0态,触发器仍保持0态不变,所以 R_D 端称为直接复位或直接置0端。

(2) $R_D=1,S_D=0$

设触发器的初始状态为0态,即 $Q=0,\bar{Q}=1$,这时与非门 B 有一个输入端 S_D 为0,其输出 Q 变为1,而与非门 A 的两个输入端全为1,其输出端 $\bar{Q}$ 变为0。因此,在 S_D 端加一负脉冲,触发器就由0态翻转为1态。如果它的初始状态为1态,触发器仍保持1态不变,所以 S_D 端称为直接置位或直接置1端。

(3) $R_D=1,S_D=1$

设触发器的初始状态为1态,即 $Q=1,\bar{Q}=0$,这时与非门 B 有一个输入端 $\bar{Q}$ 为0,其输出 Q 变为1,而与非门 A 的两个输入端全为1,其输出端 $\bar{Q}=0$。触发器保持原态不变。如果原来触发器处于0态,即 $Q=0,\bar{Q}=1$,由于与非门 A 有一个输入端 Q 为0,其输出端 $\bar{Q}$ 为1,而与非门 B 的两个输入端均为1,其输出端 Q 为0,触发器仍保持原有状态。这体现了双稳态触发器的记忆或存储功能。

(4) $R_D=0,S_D=1$

当 S_D 端和 R_D 端同时加负脉冲时,两个与非门输出都为1,根据对触发器状态的规定,它既不是1态,又不是0态,而且一旦负脉冲撤去后,触发器的状态将由偶然因素决定。因此,这种情况的触发器为不定状态,使用时应禁止出现。

表8.28 基本 *RS* 触发器真值表

R_D	S_D	Q
0	1	0
1	0	1
1	1	不变
0	0	不定

根据以上分析,基本 RS 触发器的逻辑功能可用表8.28表示。

图8.50(b)是基本 RS 触发器的逻辑符号。图中输入端引线上靠近方框的小圆圈表示触发器用负脉冲来复位或置位,即低电平有效。

基本 RS 触发器也可以由其他门电路组成,有的用正脉冲复位或置位,即正脉冲有效,这种情况下,它的逻辑符号中输入端靠近方框处没有小圈。

基本 RS 触发器的电路结构简单,有记忆功能,可以存储一位二进制数,它是组成功能更完善的其他双稳态触发器的基本部分。由于基本 RS 触发器的状态直接受输入信号的控制,一旦输入信号有改变,其输出也随着改变,这点使它在应用上受到一定的限制。

8.6.2 钟控双稳态触发器

具有时钟脉冲 CP(clock pulse)输入端的双稳态触发器称为钟控双稳态触发器。钟控双稳态触发器输出状态的改变不仅取决于输入端信号,还取决于时钟脉冲信号。在数字系统中,多个触发器工作时,可以在系统时钟脉冲控制下协调、有序地工作。

按电路结构,钟控双稳态触发器可分为四门基本型、主从型和维持阻塞型等。

按逻辑功能,钟控双稳态触发器可分为 RS 触发器、T 触发器、JK 触发器和 D 触发器等。

按触发方式,钟控双稳态触发器可分为电平触发、主从触发和边沿触发等。

逻辑功能相同的触发器，采用不同的电路结构，就有不同的触发方式。在电路结构、逻辑功能和触发方式三者中，要重点掌握逻辑功能和触发方式，而对电路结构只需作一般了解即可。

1. *JK* 触发器

JK 触发器是一种功能完善的触发器，它的构成方式很多，这里仅以主从型 *JK* 触发器为例说明它的工作原理。

图 8.51 所示为主从型 *JK* 触发器的电路，J 和 K 为输入控制端。

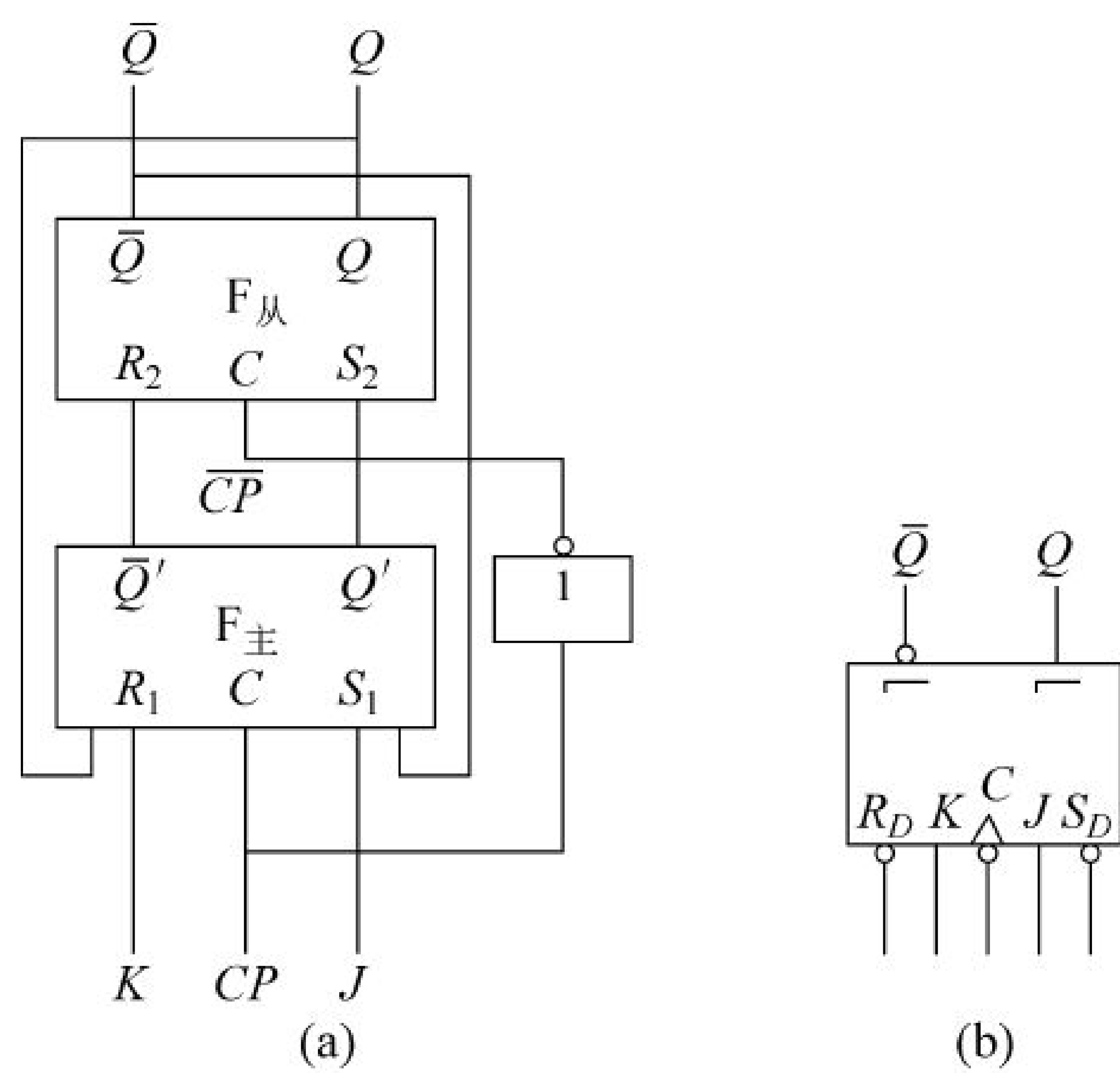


图 8.51　主从 *JK* 触发器

(a) 结构原理图；(b) 逻辑符号

逻辑功能分析如下：

当 $J=K=0$ 时，触发器输入端被封锁，输出保持原态。

当 $J=1, K=0$ 时，设触发器的初态为 0，即 $Q=0, \bar{Q}=1$，因为 $R_1=Q\cdot K=0, S_1=\bar{Q}\cdot J=1$，因此当 $CP=1$ 时，将有 $Q'=1, \overline{Q'}=0$；当 CP 由 1 变 0 以后，Q' 和 $\overline{Q'}$ 的状态传送到输出端，使 $Q=Q'=1, \bar{Q}=\overline{Q'}=0$。若触发器原态为 1，则有 $Q=1, \bar{Q}=0, R_1=Q\cdot K=0, S=\bar{Q}\cdot J=0$，触发器输入端被封锁，输出状态保持不变。所以，无论触发器原态如何，当 $J=1, K=0$，CP 下跳时，触发器的输出状态为 $Q=1, \bar{Q}=0$。

当 $J=0, K=1$ 时，用同样的分析方法可知，无论触发器的原态如何，CP 下跳时，触发器的输出状态是 $Q=0, \bar{Q}=1$。

JK 触发器的逻辑功能归纳起来，可得到表 8.29 所示的真值表。

JK 触发器的特性方程为

$$Q^{n+1}=J\bar{Q}^n+\bar{K}Q^n$$

图 8.51(b)所示是主从型 *JK* 触发器的逻辑符号。图中 C 处有“∘”且加“∧”，Q 端有“⌐”，可知触发器的触发方式采用时钟脉冲下降沿主从触发。

表 8.29　*JK* 触发器真值表

J	K	Q^{n+1}
0	0	Q^n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}^n$

【例 8.10】 已知主从型 JK 触发器(见图 8.51)J、K 及 CP 脉冲的波形如图 8.52 所示。试画出触发器输出端 Q 的波形。设触发器原态为 0。

分析 根据 JK 触发器的真值表,并注意 CP 脉冲的下降沿触发,第一个 CP 下跳时,$J=1,K=0,Q=1$;第二个 CP 下跳时,$J=1,K=1,Q=0$;第三个 CP 下跳时,$J=0,K=0,Q=0$;第四个 CP 下跳时 $J=1,K=1$,触发器翻转,$Q=1$。

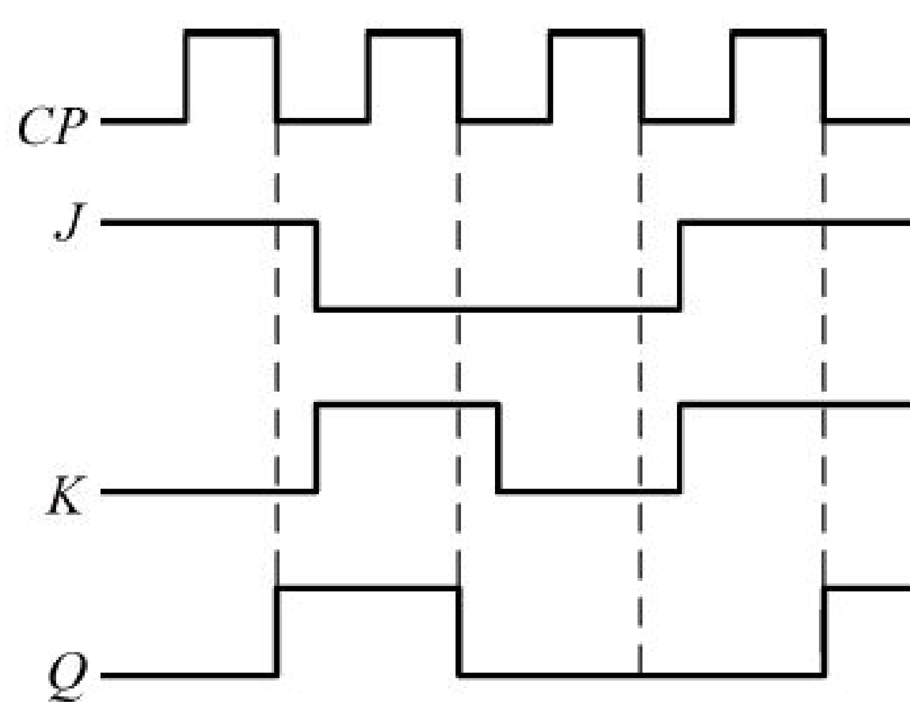


图 8.52 例 8.10 波形

2. D 触发器

这种触发器的内部电路采用的是一种维持阻塞型的电路结构,输入端只有一个,用 D 表示,所以称为维持阻塞型 D 触发器,简称 D 触发器。

由于维持阻塞型 D 触发器的内部逻辑电路及工作情况较为复杂,而这一切又与它们的外部应用无关,因此这部分内容省略了。

D 触发器的逻辑符号如图 8.53 所示,其真值表见表 8.30。

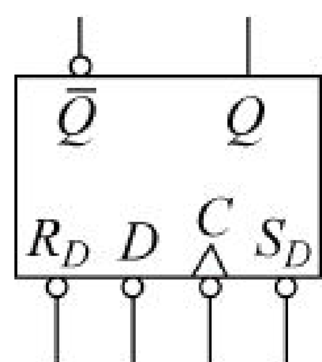


图 8.53 D 触发器的逻辑符号

表 8.30 D 触发器真值表

D	Q^{n+1}
0	0
1	1

D 触发器的特性方程为

$$Q^{n+1}=D$$

在触发方式上,D 触发器采用的是边沿触发。在逻辑符号中,C 处没有"∘"有"∧",可知 D 触发器是在时钟脉冲的上升沿接收输入信号并改变输出相应状态的。

维持阻塞型 D 触发器既没有计数式 RS 触发器的空翻,也没有主从型 JK 触发器的一次性翻转,抗干扰能力强,是一种应用广泛的触发器。

【例 8.11】 已知维持阻塞型 D 触发器的输入端 D 及 CP 脉冲波形如图 8.54 所示,试画出触发器输出端 Q 的波形。设触发器原态为 0。

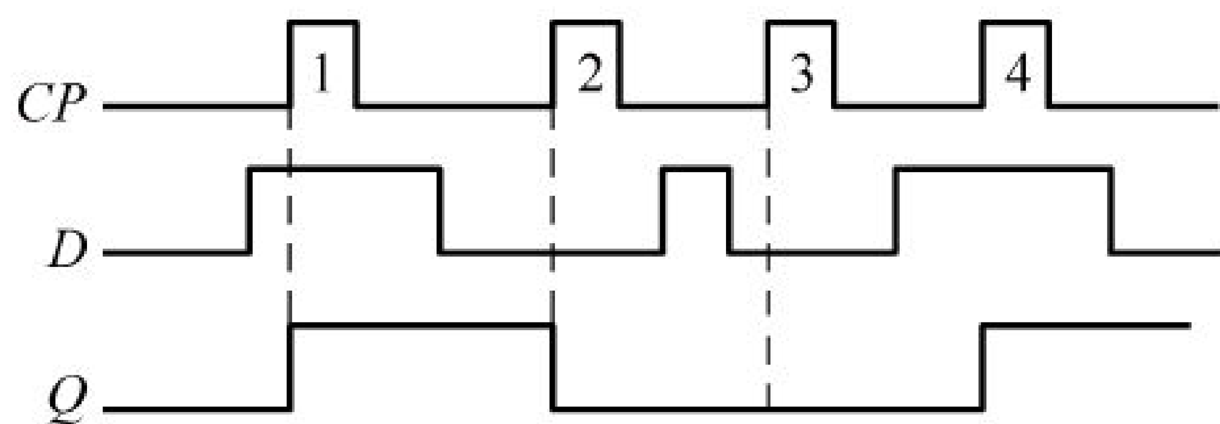


图 8.54 例 8.11 波形

解:根据 D 触发器的真值表,并注意其上升沿触发,第一个 CP 上升沿来时 $D=1$,因此使 $Q=1$;第二个 CP 上升沿来时 $D=0,Q=0$;第三个 CP 上升沿来时 $D=0,Q=0$;第四个 CP 上升沿来时,$D=1,Q=1$,见图 8.54。

3. 触发器逻辑功能的转换

根据实际需要,可将某种功能的触发器经改接或附加一些门电路后转换为另一种触发器。

(1) JK 触发器转换为 D 触发器

D 触发器的逻辑功能是 CP 脉冲来了以后触发器的输出状态与 D 相同,而 JK 触发器在 J、K 状态不同时,输出总是与 J 端状态一样,因此只要令 $J=D$、$K=\overline{D}$ 即可将 JK 触发器转换为 D 触发器,电路如图 8.55 所示。

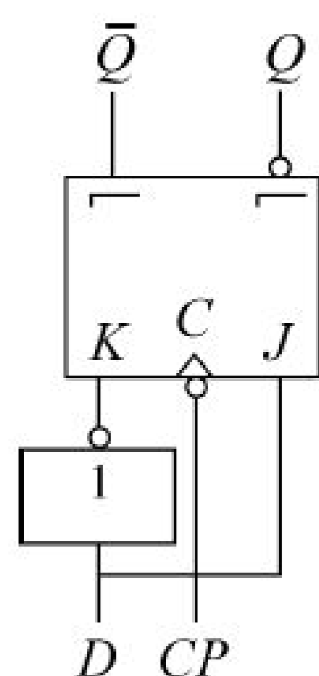


图 8.55　JK 转换成 D 触发器

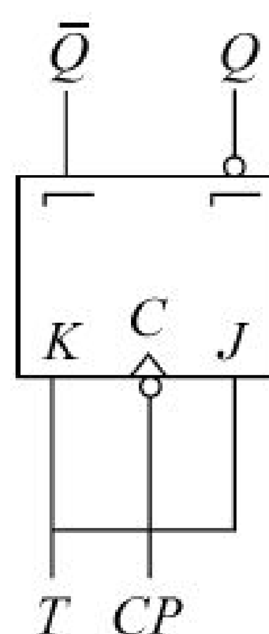


图 8.56　JK 转换成 T 触发器

(2) JK 触发器转换成 T 触发器

T 触发器的逻辑功能是 $T=0$ 时触发器保持原态,$T=1$ 时,触发器工作在计数状态,因此将 JK 触发器的 J、K 端连在一起作为控制端 T,JK 触发器便转换成了 T 触发器,电路如图 8.56 所示。

(3) D 触发器转换成 T' 触发器

T' 触发器的逻辑功能是每来一个 CP 脉冲触发器翻转一次。因此,只要把 D 触发器的 $\overline{Q}$ 端和 D 端相连,D 触发器就变成了 T' 触发器,电路如图 8.57 所示。

(4) D 触发器转换为 JK 触发器

由 D 解发器转换为 JK 触发器的电路如图 8.58 所示。由电路图可知

$$D=\overline{\overline{\overline{K}Q^n}\cdot\overline{J\overline{Q}^n}}=\overline{K}Q^n+J\overline{Q}^n$$

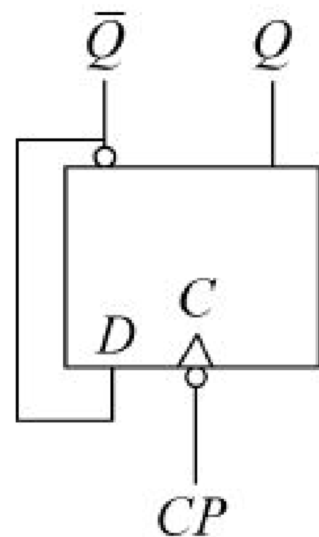


图 8.57　D 转换成 T' 触发器

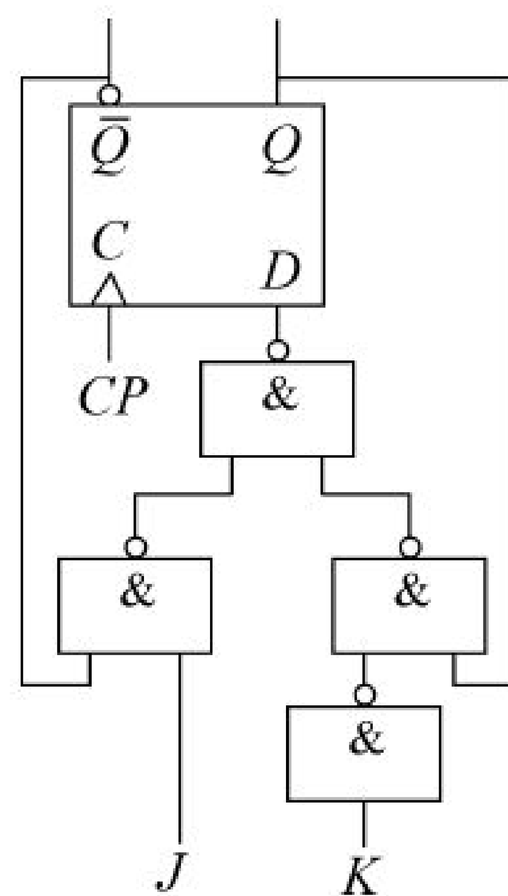


图 8.58　D 转换成 JK 触发器

功能表见表8.31。由表8.31可以看出,该电路具有JK触发器的逻辑功能。

表8.31 D触发器转换为JK触发器的功能表

J	K	D	Q^{n+1}
0	0	Q^n	Q^n
0	1	0	0
1	0	1	1
1	1	$\bar{Q}^n$	$\bar{Q}^n$

8.7 常用的时序逻辑电路器件

8.7.1 寄存器

寄存器主要用于暂时存放各种输入、输出的数据和运算结果。按其有无移位功能,可分为数码寄存器和移位寄存器两种。

1. 数码寄存器

数码寄存器有接收、存放、清除数码的功能。它由具有记忆功能的触发器组成。由于一个触发器有0、1两种稳定状态,故它可以存放一位二进制数,如果需存放n位二进制数码,必须由n个触发器适当联接,组成一个n位数码寄存器。

图8.59所示是由D触发器和与门组成的四位数码寄存器其工作过程如下。

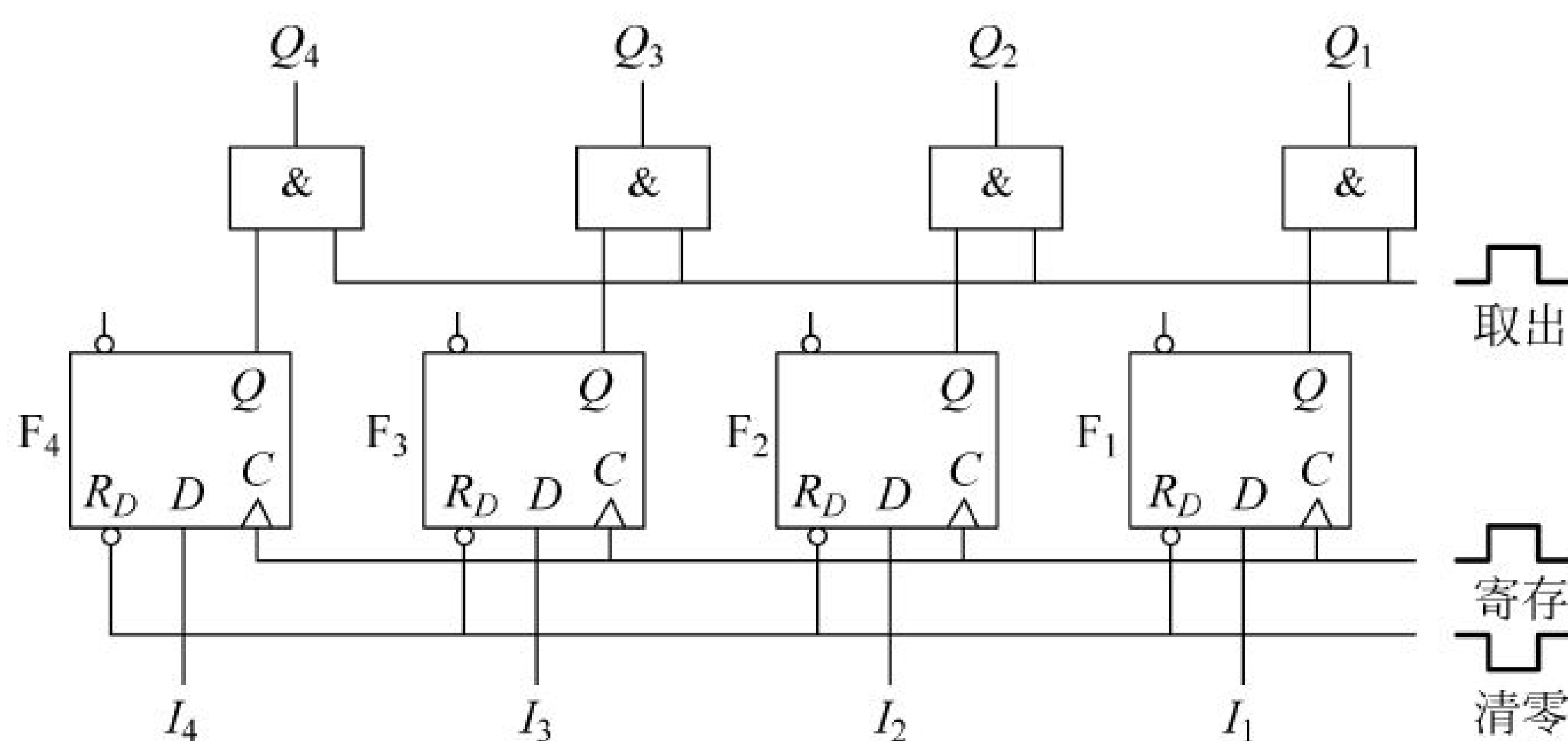


图8.59 数码寄存器

(1) 清零

在清零输入端R_D加一负脉冲,使各触发器Q_4、Q_3、Q_2、Q_1置0。

(2) 寄存数码

设待存的数码为1010,分别加到寄存器的四个数据输入端$I_4 \sim I_1$。当接到时钟脉冲CP发出的寄存指令(正脉冲)时,触发器F_4、F_2翻转为1态,F_3、F_1为0态。这样,数据1010就暂存到寄存器中了。

(3) 取出数码

当需要取出数码时,发出取出指令,四个与门开启,于是从数据输出端 $Q_4 \sim Q_1$ 得到寄存的数码 1010。

2. 移位寄存器

移位寄存器寄存的数码可以在移位脉冲的作用下逐次左移或右移。

图 8.60 所示是由 D 触发器组成的右移移位寄存器,左边触发器 D_1 端是数据输入端,每个触发器的输出端 Q 接到下一个触发器的输入端 D,右边触发器的输出端 Q_3 是数据输出端。移位脉冲同时加到各触发器的 CP 端。

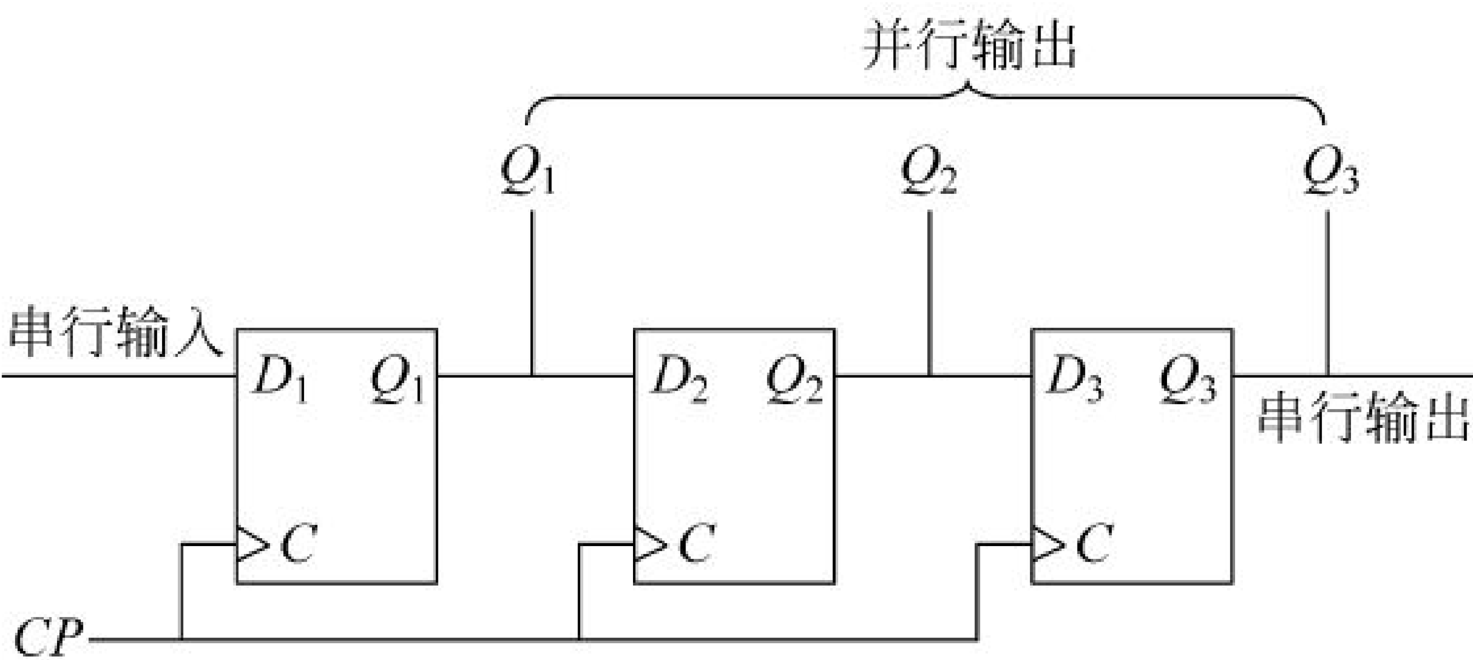


图 8.60　移位寄存器

移位寄存器的工作过程是:先在 R_D 清零输入端加一负脉冲,使各触发器的输出端 Q_1、Q_2、Q_3 置 0;然后将待存的数据,设为 101,从高位到低位逐个输入,在逐个移位脉冲作用下存到触发器的输出端 Q_1、Q_2、Q_3 中,其移动过程见表 8.32。由表 8.32 可见,当第三个移位脉冲作用后,101 这三位数码就出现在三个触发器的 Q 端。移位寄存器的输出方式有两种:一种是继续送来三个移位脉冲,使寄存的数码逐位从 Q_3 输出,这种取数方式称为串行(移位)输出;另一种是直接从 Q_1、Q_2、Q_3 取出数码,这种取数方式称为并行输出。

表 8.32　移位寄存器的状态表

CP 顺序	寄存器数码		
	Q_1	Q_2	Q_3
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	0	1

3. 集成寄存器

目前,各种功能的寄存器组件很多,如常用的四位双向移位寄存器 74LS194 便是一种,它的管脚图和逻辑功能表见图 8.61 和表 8.33。这是一种功能较强的寄存器,它除了具有清零和保持功能外,既可左移又可右移,还可并行输入数据。这些功能均在 CP 正沿作用下工作。

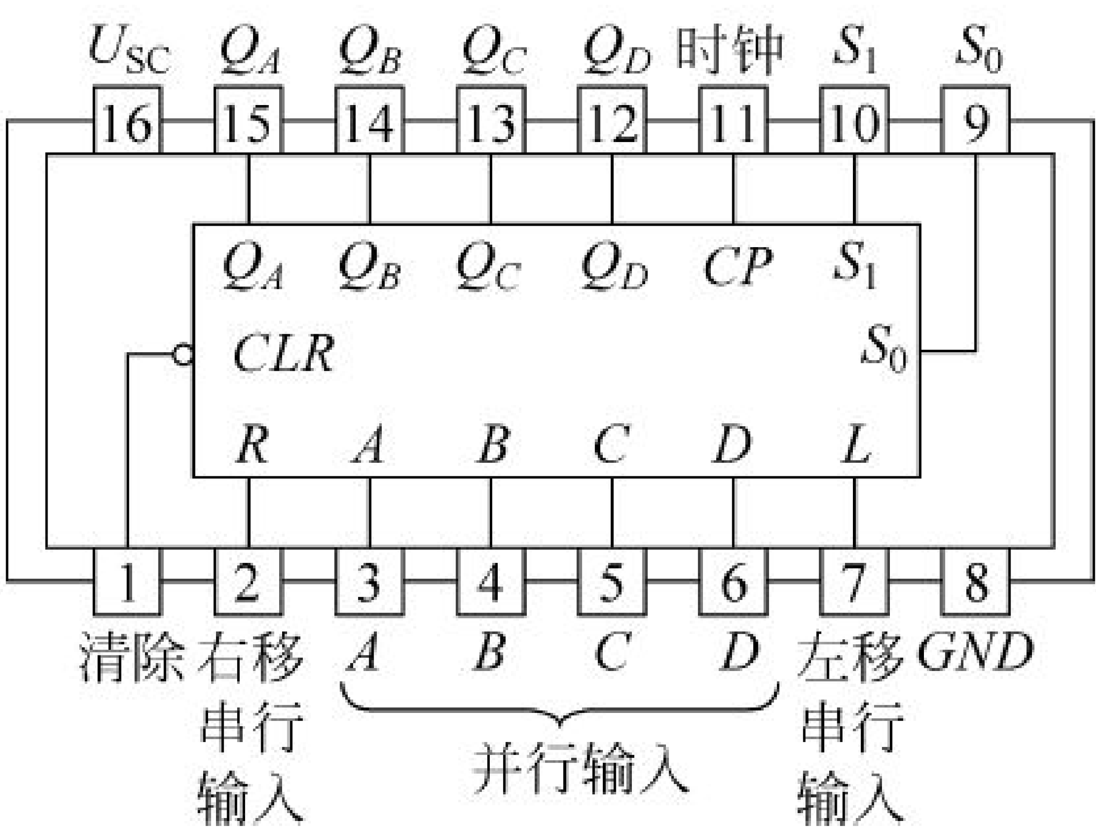


图 8.61　74LS194 管脚图

使用中大规模组件最关键的是理解它的控制

端。74LS194 的主要控制端是 S_0 和 S_1,它们状态的不同组合决定了寄存器的工作方式。例如,作串行右移时,只要令 $S_1 \cdot S_0 = 0 \cdot 1$,根据右移串行输入端 R 输入的数据,自动由 Q_A 向 Q_D 顺序逐拍移位,最后由 Q_D 端输出。

表 8.33　74LS194 逻辑功能表

CLR	CP	S_1	S_2	功　　能
0	×	×	×	直接清零
1	↑	0	0	保持
1	↑	0	1	右移(Q_A 向 Q_D 顺序移位)
1	↑	1	0	左移(Q_D 向 Q_A 顺序移位)
1	↑	1	1	并行输入

8.7.2　计数器

计数器是最基本的时序电路,它不仅可以用来统计输入脉冲的个数,还可作为数字系统中的分频、定时电路,用途相当广泛。

计数器有多种分类方式,按其计数功能可分为加法计数器、减法计数器和可逆计数器;按数制可分为二进制计数器和非二进制计数器(如十进制计数器);按计数器中各触发器状态更新情况不同可分为同步计数器和异步计数器等。

计数器的分析可按下述步骤进行。

(1) 根据电路定出各触发器的输入驱动方程。

(2) 在以下两种方法中选择其一:一是将各触发器的输入驱动方程代入到触发器的特性方程,写出各个触发器的次态 Q^{n+1} 的状态方程;二是将各触发器的输出 Q^n 状态代入到驱动方程,当$(n+1)$个时钟脉冲到来后,根据触发器的真值表,确定各触发器的 Q^{n+1} 状态。这两种方法可以选择其一。

最后根据上述的输入逻辑关系列状态表,画波形图,总结概括这个时序电路的逻辑功能。

1. 异步二进制计数器

图 8.62 所示是由三个 JK 触发器组成的计数器。它的结构特点是:各级触发器的时钟脉冲来源不同,除第一级 CP 由外加时钟脉冲控制外,其余各级的 CP 均来自上一级的 Q 输出端,各触发器动作的时刻不一致,故称异步计数器。图中各触发器的 JK 端均悬空,悬空相当于 1 态,各触发器的 $J=K=1$,根据真值表,都处于计数状态,即每来一个时钟脉冲,触发器输出状态翻转一次,各触发器均在 CP 的下降沿到来时刻变化。下面分析它的工作过程。

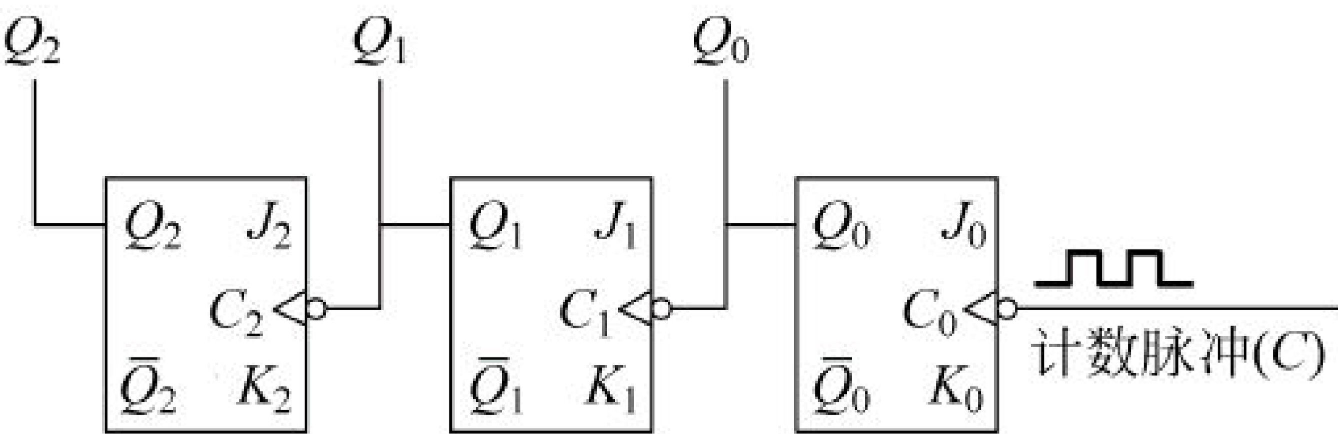


图 8.62　异步二进制计数器

设计数器原态为 $Q_2Q_1Q_0=000$，第一个 CP 的负沿到达时，Q_0 由 0 变为 1，由于 Q_0 端出现的是正跳变，所以 Q_1、Q_2 都不翻转，计数器状态变为 $Q_2Q_1Q_0=001$。当第二个 CP 负沿到达时，Q_0 再次翻转，由 1 变为 0，此时它的负跳变使 Q_1 翻转，由 0 变成 1，Q_2 状态不变，此时计数器状态为 $Q_2Q_1Q_0=010$。依次分析，经过 8 个计数脉冲后，计数器又恢复到原态，完成一个计数循环，其状态表见表 8.34，波形图如图 8.63 所示。

表 8.34　状态表

CP	Q_2	Q_1	Q_0	CP	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0	5	1	0	1
1	0	0	1	6	1	1	0
2	0	1	0	7	1	1	1
3	0	1	1	8	0	0	0
4	1	0	0				

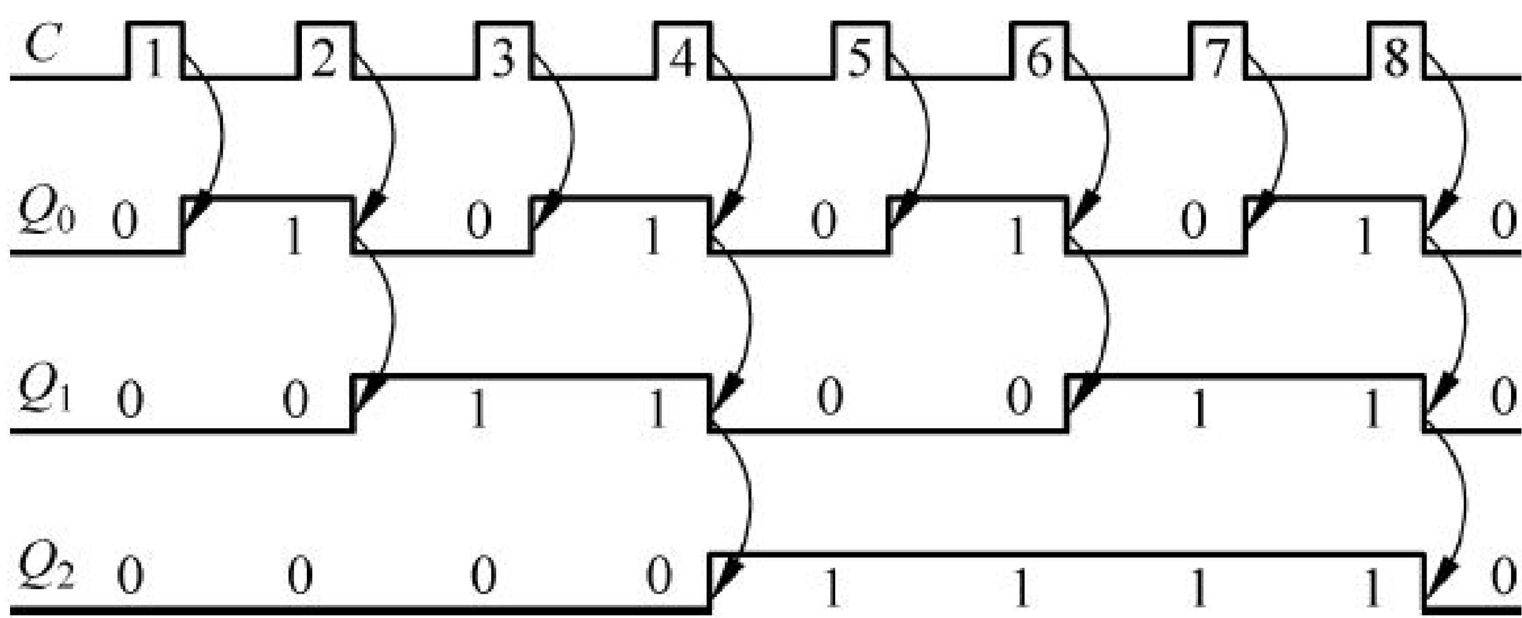


图 8.63　异步二进制计数器波形图

从以上分析可以看出：一个触发器可以表示一位二进制数，两个触发器串联，就有四种状态（$2^2=4$），可构成四进制计数器，n 个触发器串联，则可组成 2^n 进制计数器。由波形图可见，Q_0 波形的频率是 CP 波形频率的 $\frac{1}{2}$，Q_1 的频率又是 Q_0 频率的 $\frac{1}{2}$，……，各级输出波形的频率均为前一级的二分频，所以，Q_2 为 CP 的八分频。计数器的计数顺序是从 000 到 111，每经一个 CP 加 1，所以叫加法计数器。

若将三个 JK 触发器按图 8.64 联接，则构成异步二进制减法计数器。其工作过程请读者自行分析。

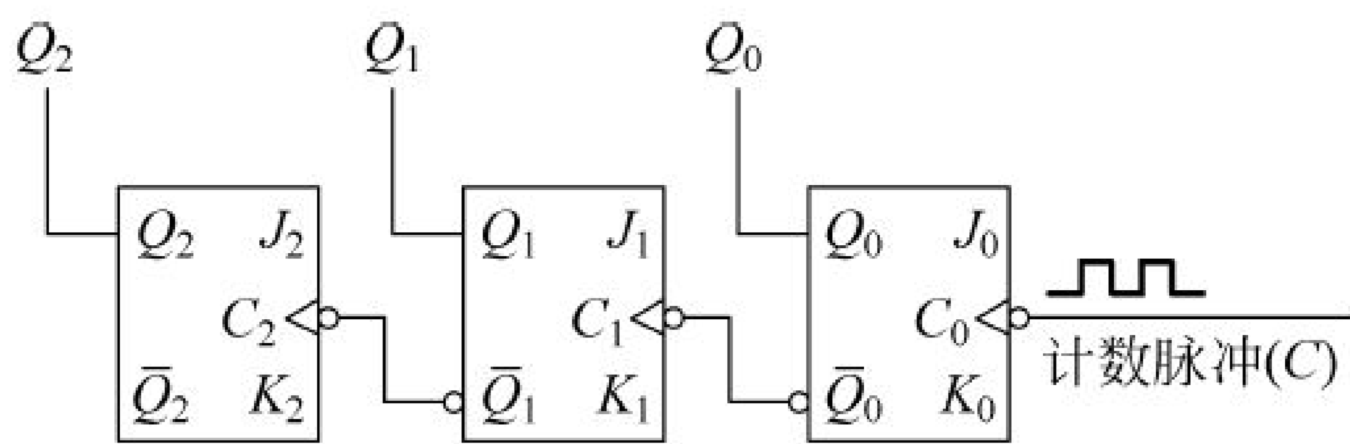


图 8.64　异步二进制减法计数器

2. 十进制计数器

图 8.65 所示为同步十进制加法计数器电路图。由逻辑图可知各触发器的输入端的逻

辑表达式为

$$J_0 = K_0 = 1$$
$$J_1 = Q_0\bar{Q}_3, \quad K_1 = Q_0$$
$$J_2 = K_2 = Q_0Q_1$$
$$J_3 = Q_2Q_1Q_0, \quad K_3 = Q_0$$

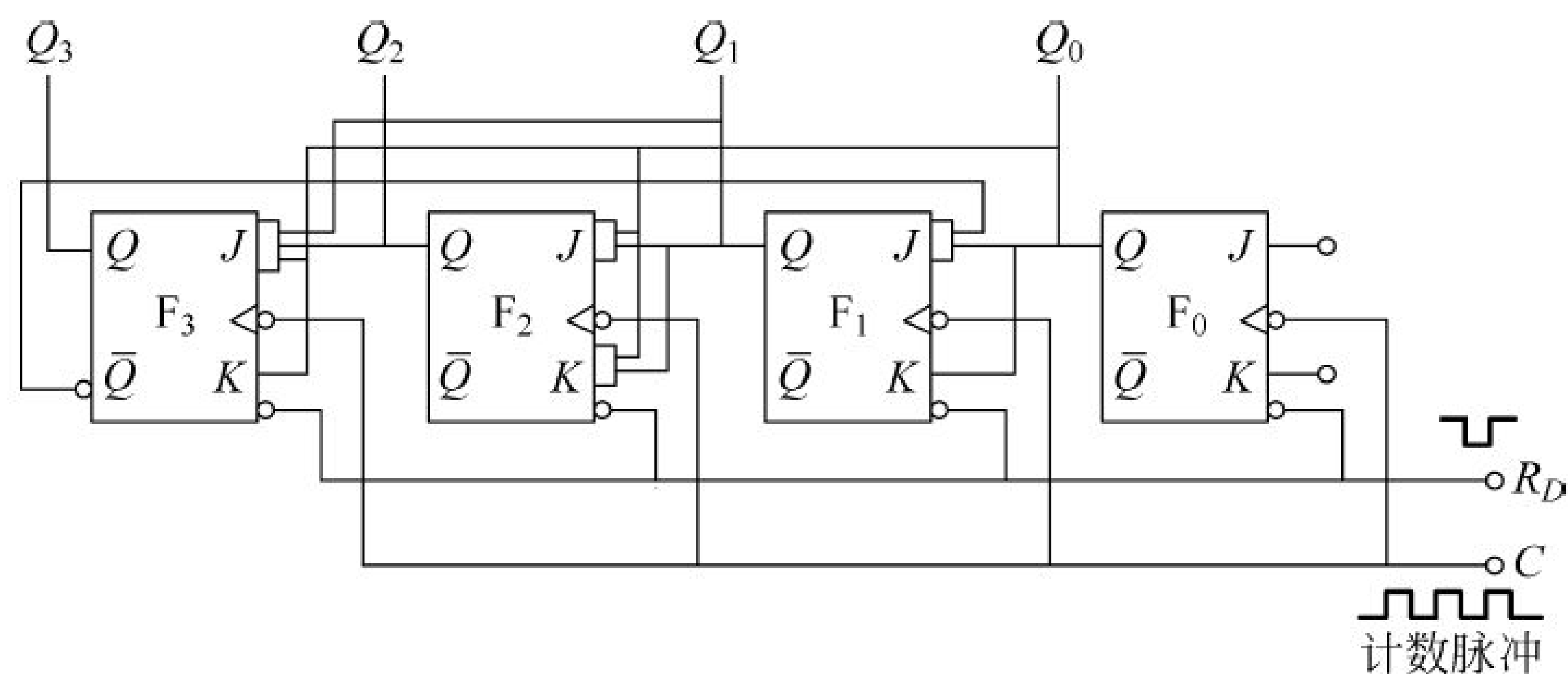


图 8.65 同步十进制计数器

设计数器的原态为 $Q_3Q_2Q_1Q_0=0000$,表 8.35 为其状态表。

表 8.35 状态表

CP	$Q_3Q_2Q_1Q_0$	$J_3=Q_2Q_1Q_0$	$K_3=Q_0$	$J_2=Q_0Q_1$	$K_2=Q_0Q_1$	$J_1=Q_0\bar{Q}_3$	$K_1=Q_0$	$J_0=1$	$K_0=1$
0	0 0 0 0	0	0	0	0	0	1	1	1
1	0 0 0 1	0	1	0	0	1	1	1	1
2	0 0 1 0	0	0	0	0	0	0	1	1
3	0 0 1 1	0	1	1	1	1	1	1	1
4	0 1 0 0	0	0	0	0	0	0	1	1
5	0 1 0 1	0	1	0	0	1	1	1	1
6	0 1 1 0	0	0	0	0	0	0	1	1
7	0 1 1 1	1	1	1	1	1	1	1	1
8	1 0 0 0	0	0	0	0	0	0	1	1
9	1 0 0 1	0	1	0	0	0	0	1	1
10	0 0 0 0	0	0	0	0	0	0	1	1

3. 任意进制计数器

【例 8.12】 列状态表分析图 8.66 所示电路的逻辑功能。设计数器原态 $Q_2Q_1Q_0=000$。

分析 由电路图可以看到,Q_2 和 Q_0 是同一时钟脉冲 CP 控制的,而 Q_1 的时钟脉冲是由 Q_0 提供,虽然 $J_1=1$,$K_1=1$,但 Q_1 并不是每来一个时钟脉冲 CP 翻转一次,而是当 Q_0 出现下降沿时才翻转。

各触发器的输入驱动方程为

$$J_0 = \bar{Q}_2, \quad K_0 = 1$$

$$J_1 = 1,\quad K_1 = 1$$
$$J_2 = Q_1Q_0,\quad K_2 = 1$$

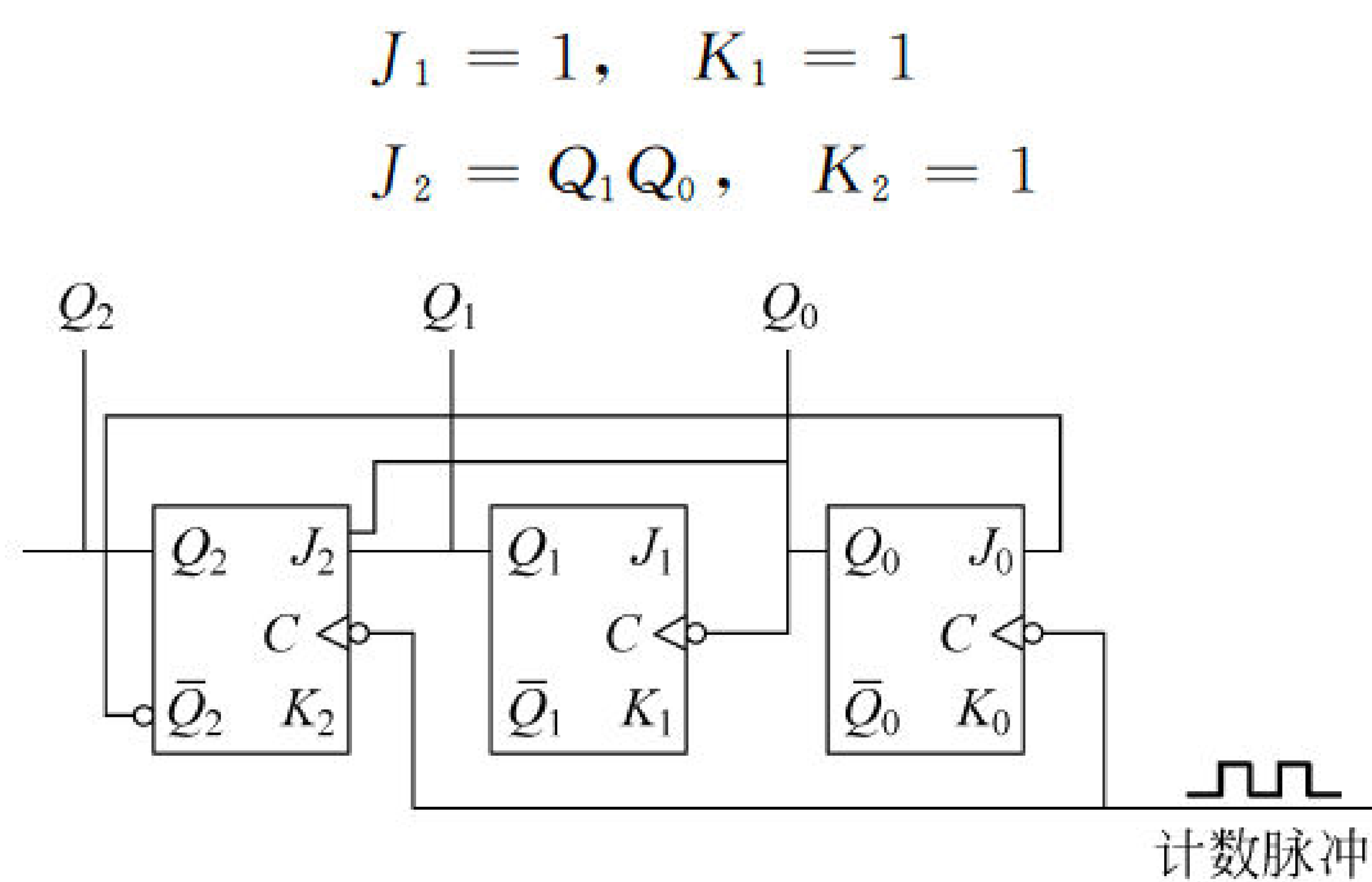


图 8.66　例 8.12 电路

计数器的状态表见表 8.36。

表 8.36　计数器的状态表

CP	$Q_2Q_1Q_0$	$J_2=Q_1Q_2$	$K_2=1$	$J_1=1$	$K_1=1$	$J_0=\bar{Q}_2$	$K_0=1$
0	0 0 0	0	1	1	1	1	1
1	0 0 1	0	1	1	1	1	1
2	0 1 0	0	1	1	1	1	1
3	0 1 1	1	1	1	1	1	1
4	1 0 0	0	1	1	1	0	1
5	0 0 0	0	1	1	1	1	1

由分析可知该电路是一个异步五进制计数器。

4. 集成计数器

目前，计数器有多种集成电路产品可供选择。通常，集成计数器多为自然态序编码，例如：BCD 码十进制计数器或四位二进制计数器，它们的功能比较完善，还可以自扩展，使用十分广泛。这里介绍一种常用的集成计数器，说明它们的功能和扩展应用的方法。

74LS90 是一种典型的集成异步计数器，可实现二-五-十进制计数。图 8.67 所示是 74LS90 引脚排列图和逻辑功能示意图。

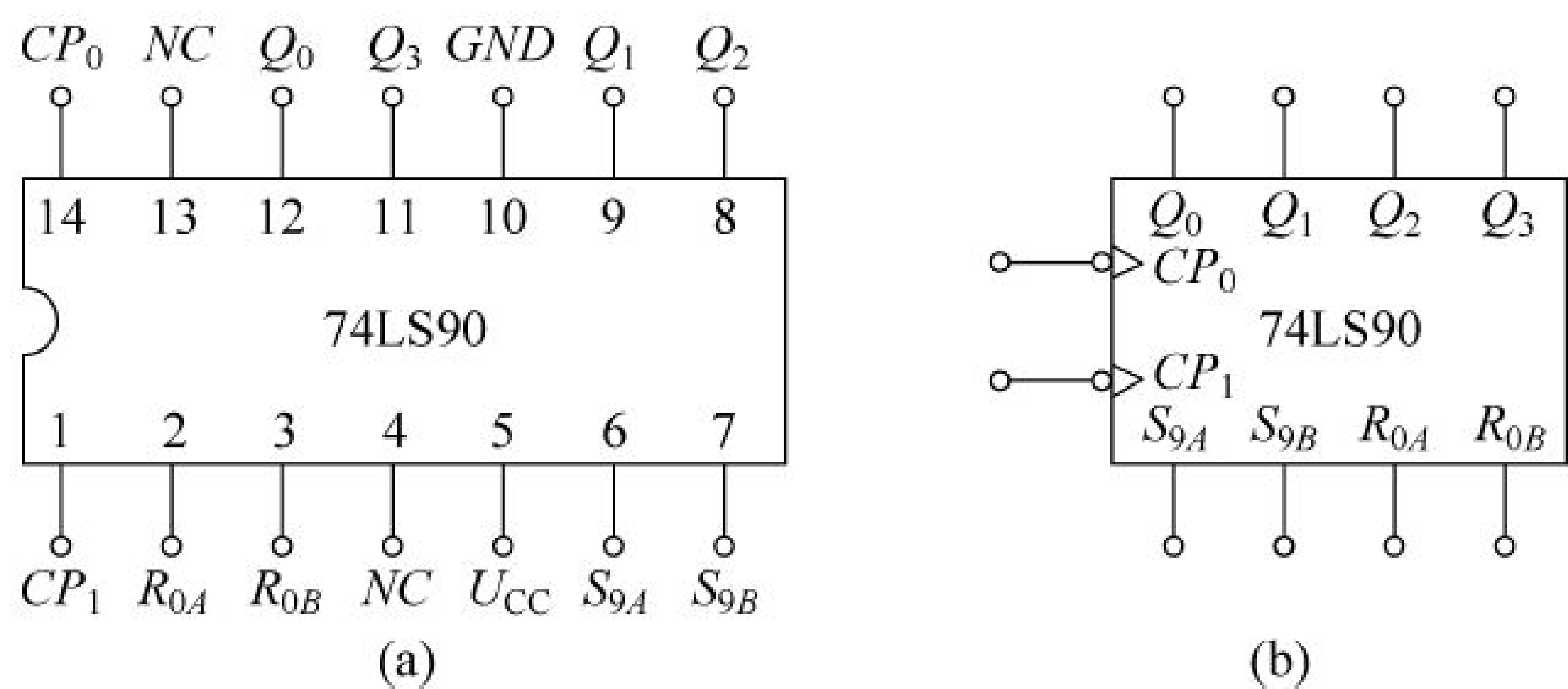


图 8.67　集成异步计数器 74LS90 的引脚排列图和逻辑功能示意图

(a) 引脚排列图；(b) 逻辑功能示意图

表8.37为74LS90的功能表。由表8.37可知74LS90具有下列功能：

(1) 异步清零功能。当$S_9=S_{9A}\cdot S_{9B}=0$时，若$R_0=R_{0A}\cdot R_{0B}=1$，则计数器清零，与输入CP脉冲无关，这说明74LS90是异步清零的。

(2) 异步置9功能。$S_9=S_{9A}\cdot S_{9B}=1$，计数器置9，即被置成1001状态，与CP无关，也是异步进行的，并且其优先级别高于R_0。

(3) 异步计数功能。当$S_9=S_{9A}\cdot S_{9B}=0$，且$R_0=R_{0A}\cdot R_{0B}=0$时，计数器进行异步计数。有以下4种基本情况：

① 若将输入时钟脉冲CP加在CP_0端，且把Q_0与CP_1联接起来，则电路将对CP脉冲按照8421码进行异步加法计数。

② 若将CP加在CP_0端，而CP_1接低电平0，则计数器中F_0工作，F_1、F_2、F_3不工作，电路构成1位二进制计数器。

③ 如果只将CP加在CP_1端，CP_0接0，则计数器中F_0不工作，F_1、F_2、F_3工作，且构成五进制异步计数器。

④ 如果将CP加在CP_1端，且把Q_3与CP_0联接起来，虽然电路仍然是十进制异步计数器，但计数规律不再是8421码，而是5421码。

表8.37 集成异步计数器74LS90的功能表

输入						输出			
R_{0A}	R_{0B}	S_{9A}	S_{9B}	CP_0	CP_1	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
1	1	0	×	×	×	0	0	0	0
1	1	×	0	×	×	0	0	0	0
×	×	1	1	×	×	1	0	0	1
×	0	×	0	↓	0	二进制计数			
×	0	0	×	0	↓	五进制计数			
0	×	×	0	↓	Q_0	8421码十进制计数			
0	×	0	×	Q_3	↓	5421码十进制计数			

图8.68所示是把两片74LS90级联起来构成的一百进制(2位十进制)计数器。

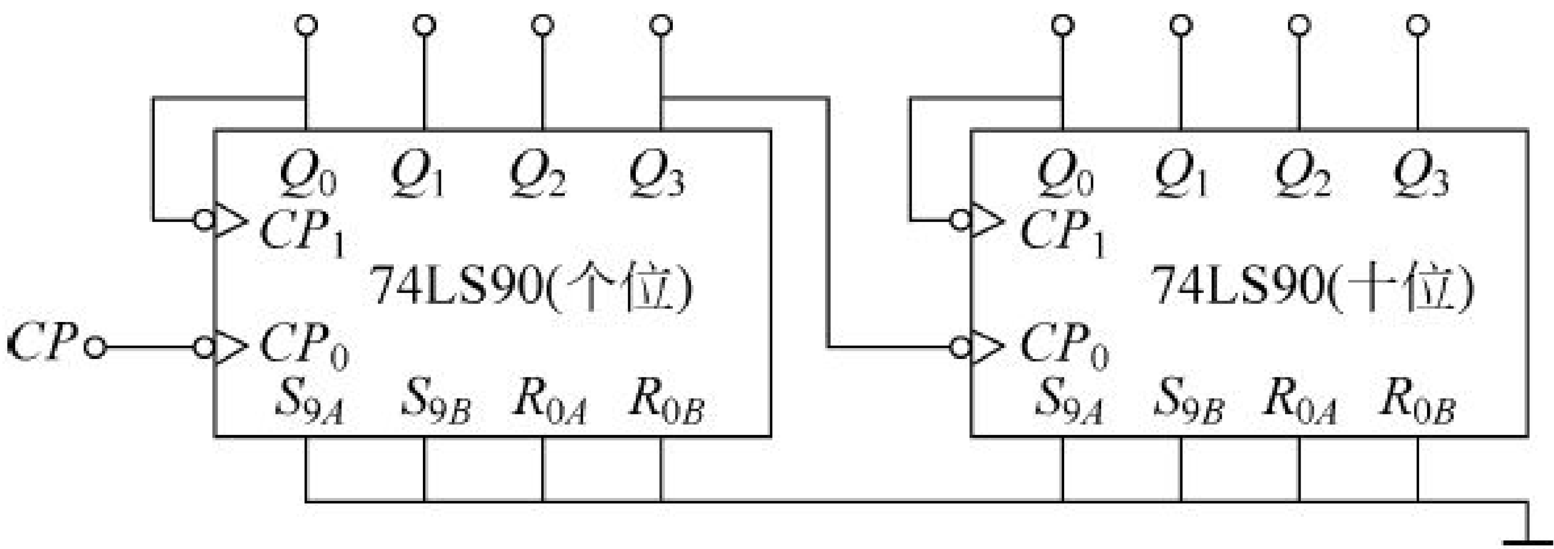


图8.68 由74LS90构成的一百进制计数器

图8.69所示是把两片74LS90级联起来构成的六十进制计数器。图8.70所示是用两片74LS90级联起来构成100进制计数器后，再用归零法构成的六十四进制计数器。

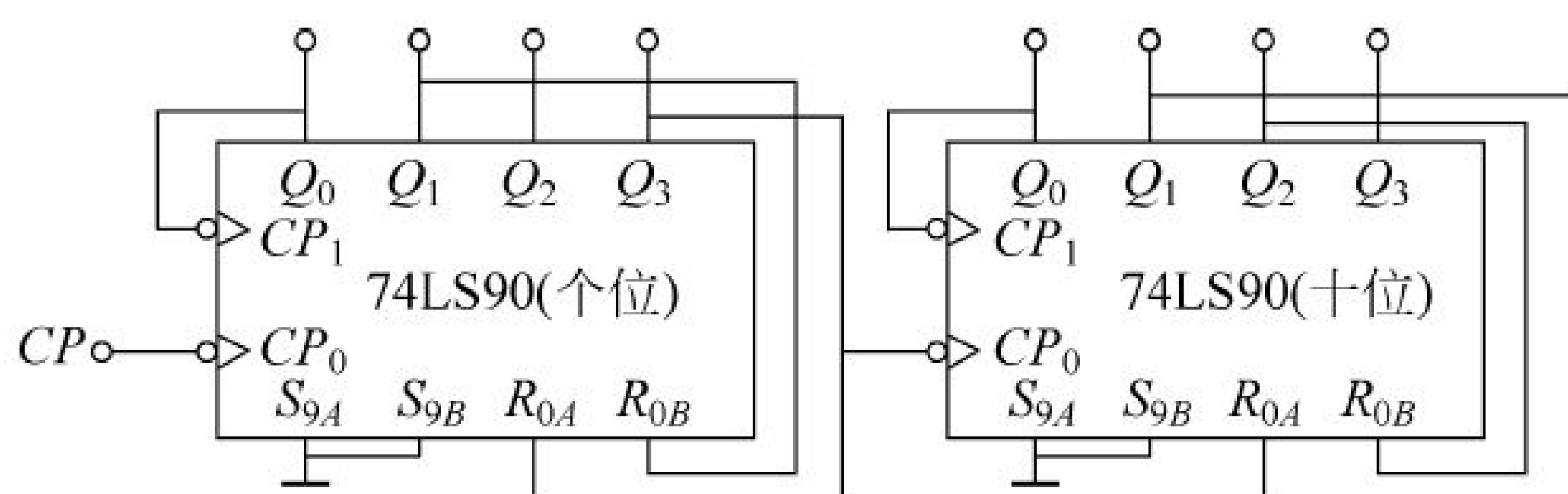


图 8.69 由 74LS90 构成的六十进制计数器

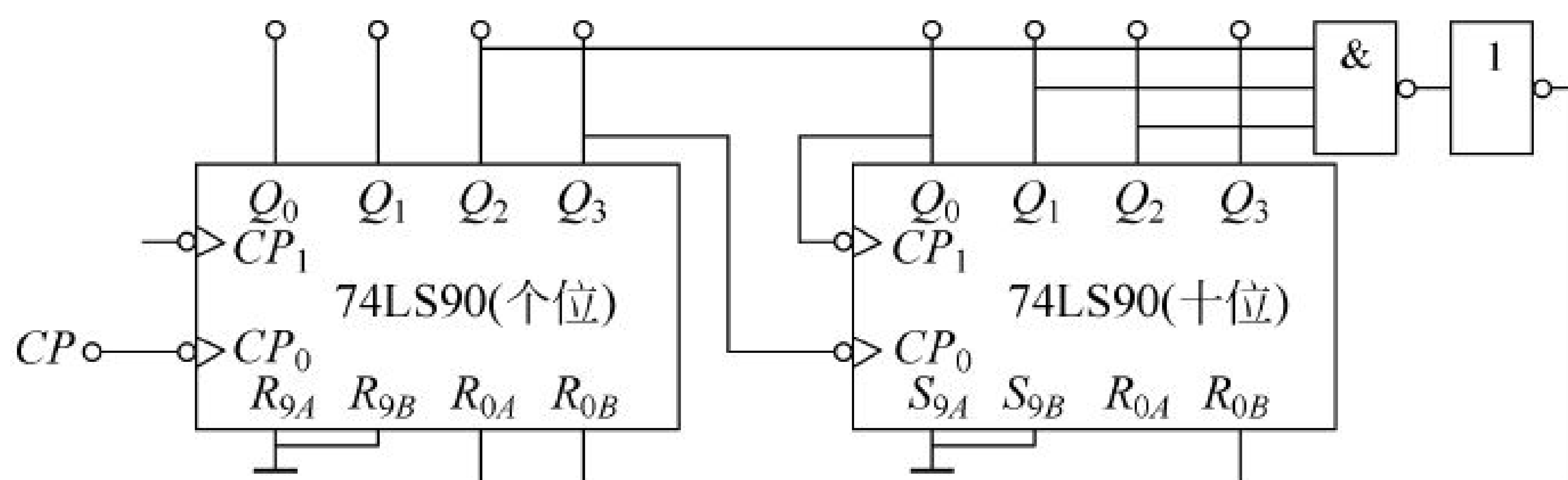


图 8.70 由 74LS90 构成的六十四进制计数器

8.8 555 定时器

8.8.1 555 定时器的基本结构及工作原理

在数字系统中，常常需要各种宽度、幅值且边沿陡峭的脉冲信号，这些信号的产生、变换都可以由 555 定时器完成。

555 定时器是将模拟和数字电路相结合的中规模集成定时器，它的优点是使用方便，带负载能力强。利用它能方便地构成单稳态触发器、多谐振荡器、施密特触发器等，这些触发器应用于数字系统中，在实现脉冲的产生、整形、变换等方面都得到广泛应用。下面介绍 555 定时器的结构及工作原理。

555 定时器的内部电路如图 8.71 所示。它的内部由四部分组成：三个 5kΩ 电阻组成的分压器；供外接电容放电用的放电晶体管 VT；两个电压比较器 A_1、A_2；一个 RS 触发器。整个组件共有八个出线端，管脚图如图 8.72 所示。各管脚的功能如下：

8 脚：电源端。当外接电源电压在＋4.5～＋18V 范围内变化时，电路均能正常工作。

6 脚(TH)：高电平触发端，接 A_1 的反相输入端，当 6 脚的输入电压大于$\frac{2}{3}U_{CC}$时，A_1 的输出由 1→0，此负跳变使 RS 触发器置 0；当 6 脚的输入电压小于$\frac{2}{3}U_{CC}$时，A_1 的输出由 0→1，RS 触发器保持原态不变。

2 脚(TR)：低电平触发端。接 A_2 的同相端，与 6 脚同为外触发脉冲输入端，用来起动电路。当 2 脚的输入电压小于$\frac{1}{3}U_{CC}$时，比较器 A_2 输出为 0，使 RS 触发器置 1；当 2 脚的输入电压大于$\frac{1}{3}U_{CC}$时，A_2 输出由 1→0，RS 触发器保持原态不变。

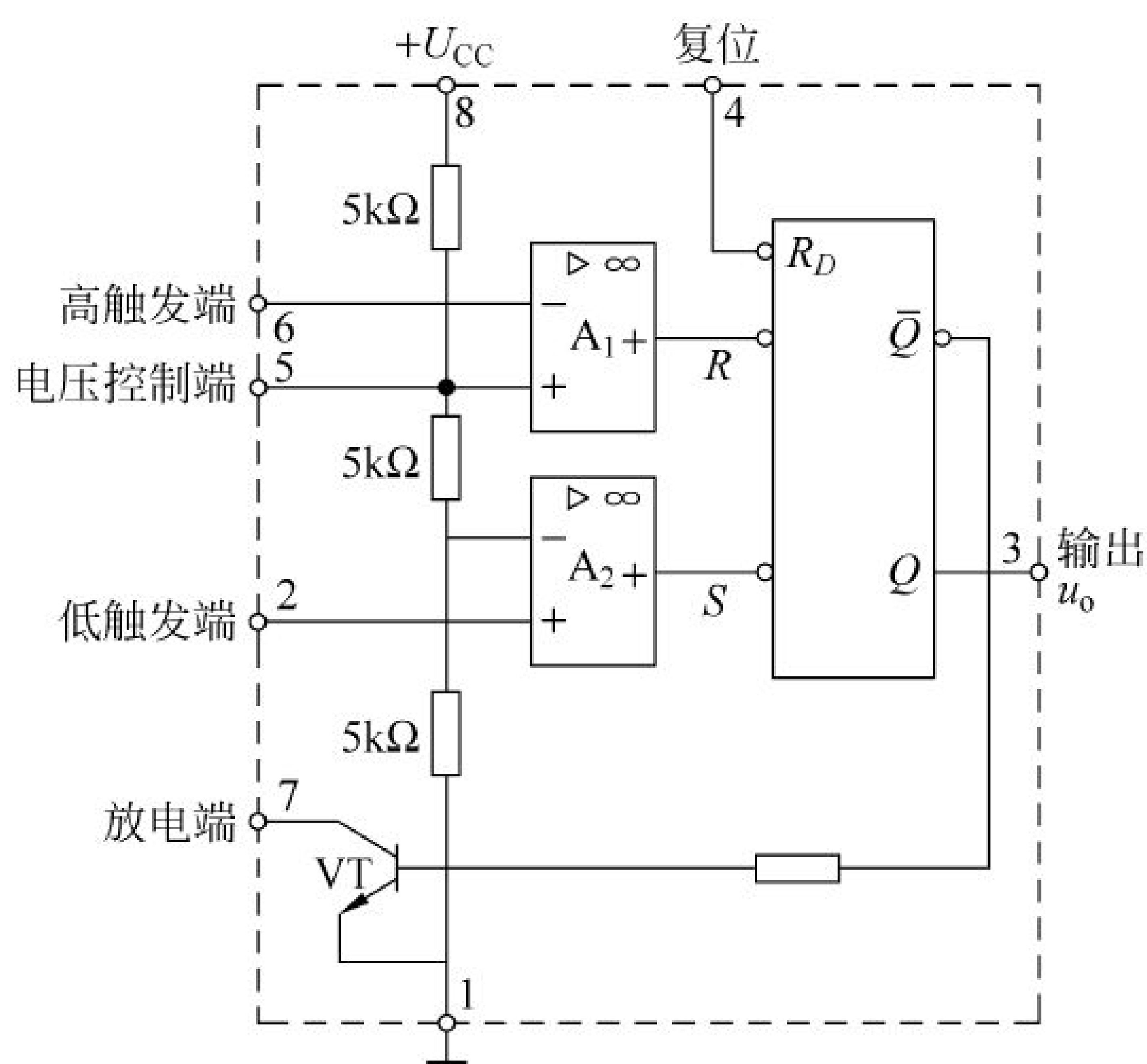


图 8.71　555 定时器内部电路图

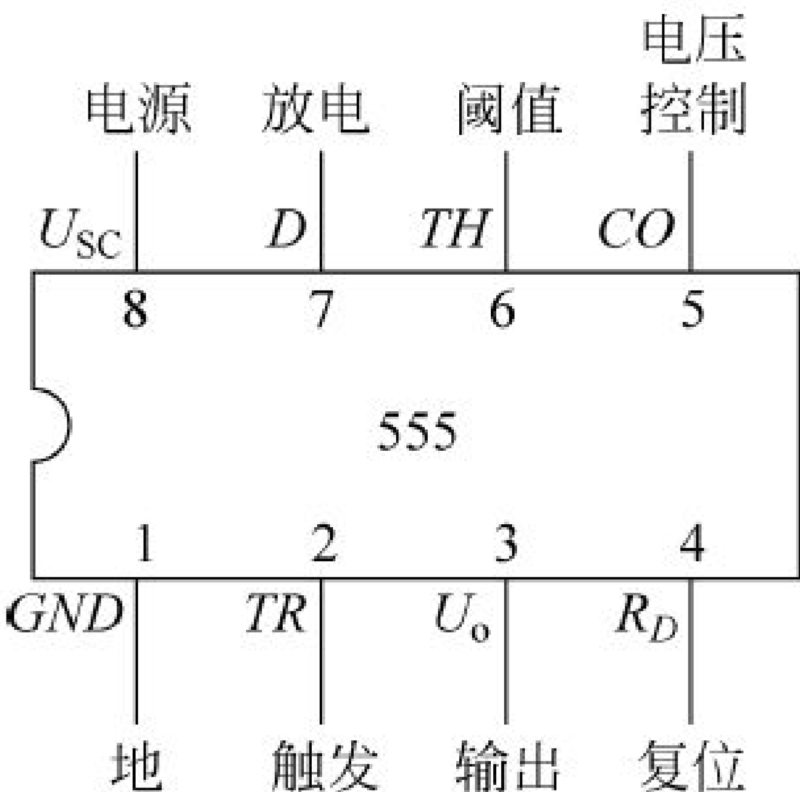


图 8.72　555 管脚图

7 脚(D)：放电端。与放电晶体管 VT 的集电极相连，当 RS 触发器的 $\bar{Q}=1$ 时，VT 导通，外接电容 C 通过 VT 放电。

5 脚(CO)：电压控制端。可在一定范围内调节比较器的参考电压。不用时，经 0.01μF 电容接地，以防止干扰的侵入。

4 脚 R_D：复位端。低电平有效。

3 脚 U_o：输出端。输出电流可达 200mA，可直接驱动继电器、发光二极管、扬声器、指示灯等。

1 脚：接地端。

555 定时器的功能表见表 8.38。

表 8.38　555 定时器功能表

R_D	TH	TR	U_o	VT
0	×	×	0	导通
1	大于$\frac{2}{3}U_{CC}$	大于$\frac{1}{3}U_{CC}$	0	导通
1	小于$\frac{2}{3}U_{CC}$	小于$\frac{1}{3}U_{CC}$	1	截止
1	小于$\frac{2}{3}U_{CC}$	大于$\frac{1}{3}U_{CC}$	保持	保持

8.8.2　单稳态触发器

顾名思义，单稳态触发器只有一个稳态，它具有以下特点：

(1) 电路有一个稳态，一个暂稳态。

(2) 在外来触发信号作用下，电路由稳态翻转到暂稳态。

(3) 暂稳态维持一段时间以后，将自动返回到稳定状态，而暂稳态时间的长短，与触发脉冲无关，仅取决于电路本身的参数。

组成单稳态触发器的电路形式很多，这里只介绍由 555 定时器构成的单稳态触发器。

图 8.73(a)、(b)所示是由 555 构成的单稳态触发器，其工作原理如下：

电源接通后，未加触发信号时，应使 u_i 为高电平，其值大于$\frac{1}{3}U_{CC}$，因此电压比较器 A_2 的输出端 S 为高电平，这时 U_{CC}经电阻 R 向电容器 C 充电。当电容电压 $u_C > \frac{2}{3}U_{CC}$时，A_1 的输出端 R 为低电平。根据基本 RS 触发器的功能，端点 3(即 Q 端)将输出低电平，这时由于 $\overline{Q}$ 端为高电平，使三极管 VT 导通，电容器 C 通过三极管迅速放电，使 A_1 输出端 R 变为高电平。这种情况下，RS 触发器的两个输入端均为 1，因而输出端 u_o 保持 0 态。所以在不加触发信号时，这种单稳态触发器处于稳定状态，输出为低电平。

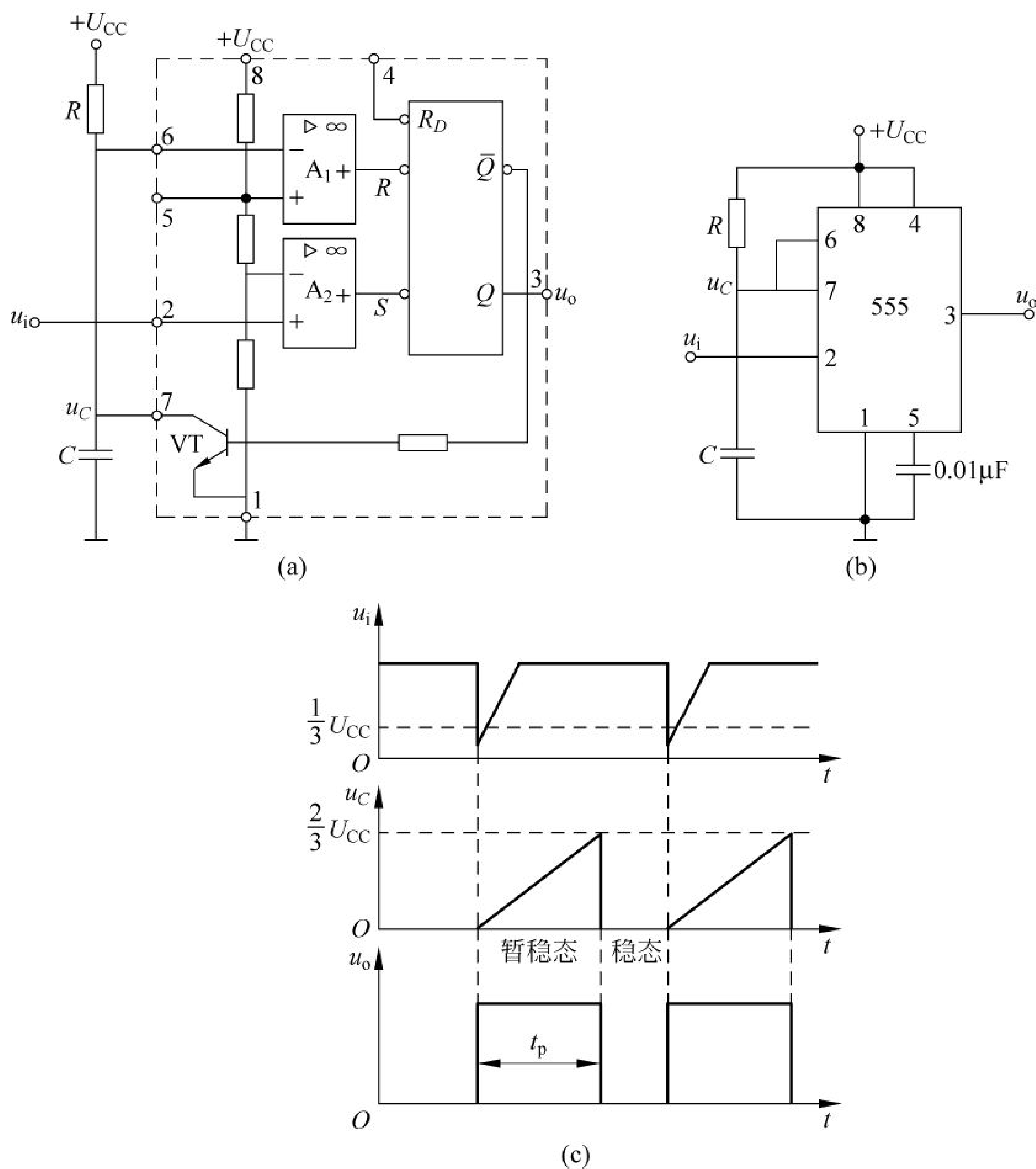


图 8.73　由 555 构成的单稳态触发器

(a) 内部电路图；(b) 管脚接线图；(c) 波形图

当端点2外加低触发信号,且其值小于$\frac{1}{3}U_{CC}$时,A_2输出端$S=0$,使触发器翻转,u_o变为1,这时电路处于暂稳态。之所以称为暂稳态是因为这种状态不能长久维持下去,经过一定的延时后,电路会自动返回原来的稳态。这是由于$u_o=1$时,RS触发器的$\bar{Q}$端为0,使三极管VT截止,电源将再次通过R向电容C充电,当电容器电压$u_C>\frac{2}{3}U_{CC}$时,A_1的输出端R又变为低电平,使RS触发器又翻转为0状态,即输出返回到稳态。

图8.73(c)是上述单稳态触发器的工作波形。显然暂稳态维持时间就是电容器C经R充电从零电位达到$\frac{2}{3}U_{CC}$所需的时间。电容通过电阻充电的暂态方程为

$$u_C = U_{CC}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

式中,$\tau=RC$。把$u_C=\frac{2}{3}U_{CC}$代入上式就可得到输出脉冲宽度为

$$t_p = RC\ln 3 \approx 1.1RC$$

用5G1555构成单稳态触发器的输出脉冲宽度可达十几分钟,精度为1%。

8.8.3 多谐振荡器

多谐振荡器又称无稳态电路,主要用于产生各种方波或时钟信号。由于矩形波含有极丰富的谐波信号,所以这种电路称为多谐振荡器。

多谐振荡器的特点是:它没有稳定状态,而只有两个暂稳态;它不需要外加触发信号,在接通电源后就能使两个暂稳态自动地、周期性地交替转换,从而形成周期性的矩形脉冲。下面介绍由555定时器构成的多谐振荡器。

由555定时器构成的多谐振荡器电路如图8.74所示,其工作过程如下:

当接通电源时,电容器来不及充电,电容电压$u_C=0$。这时A_1输出高电平,A_2输出低电平,即$R=1,S=0$,RS触发器的输出$Q=1,\bar{Q}=0$,电路输出高电平。当电容C充电至$u_C>\frac{2}{3}U_{CC}$时,A_1输出低电平,即$R=0,S=1$,故电路输出变为低电平。这时由于RS触发器的$\bar{Q}=1$,所以三极管VT导通,电容C经R_2和三极管放电。当C放电至$u_C<\frac{1}{3}U_{CC}$时,A_2输出变为低电平,使电路输出u_o又翻为高电平,同时三极管截止。根据电容器经电阻放电的暂态方程可以得出u_C由$\frac{2}{3}U_{CC}$放电至$\frac{1}{3}U_{CC}$所需的时间为

$$t_2 = R_2C\ln 2 \approx 0.7R_2C$$

由于三极管VT截止,U_{CC}将再次通过R_1和R_2向电容充电。u_C由$\frac{1}{3}U_{CC}$充电到$\frac{2}{3}U_{CC}$所需时间为

$$t_1 = (R_1 + R_2)C\ln 2 \approx 0.7(R_1 + R_2)C$$

当u_C升高到$\frac{2}{3}U_{CC}$时,电路的状态又将翻转,如此周而复始,在输出端获得的就是周期性矩形波,其频率为

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} \approx \frac{1.43}{(R_1 + 2R_2)C}$$

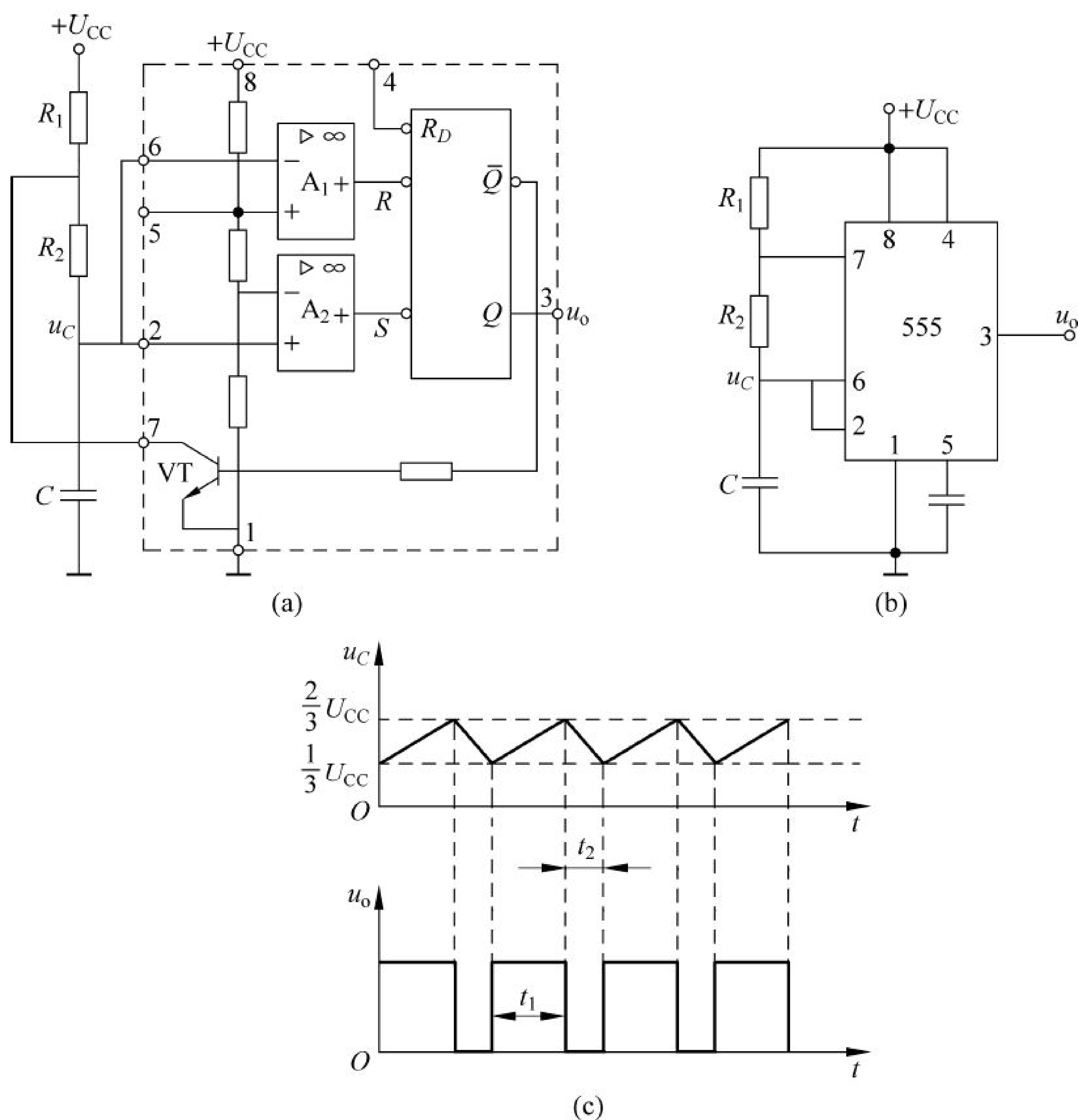


图 8.74　由 555 构成的多谐振荡器

(a) 内部电路图；(b) 管脚图；(c) 波形图

只要改变外接元件 R_1、R_2 和 C 的数值，就可以改变输出矩形脉冲的频率和脉宽。

8.8.4　施密特触发器

由于施密特触发器从一个稳定状态转换到另一个稳定状态的转换时间极短，亦即输出电压的边沿极陡，因而常用于波形的整形，可以有效地将缓慢变化的信号整形为边沿陡直的矩形波。下面介绍由 555 定时器构成的施密特触发器。

图 8.75(a)、(b)所示是应用 5G1555 构成的施密特触发器的内部电路和管脚图。假定输入波形 u_i 如图 8.75(c)所示。当 $u_i=0$ 时，$R=1$，$S=0$，故 RS 触发器输出端 $Q=1$，即 u_{o1} 为高电平，电路处于第一稳态。当 u_i 上升到 $u_i=U_1=\frac{2}{3}U_{CC}$时，由于 A_1 输出变为 0，A_2 输出变为 1，使电路的输出 u_{o1} 翻转为低电平，电路处于第二稳态，u_i 继续增加，电路保持第二稳态。当 u_i 经过最大值降低到 $U_1=\frac{2}{3}U_{CC}$时，虽然 A_1 输出端 R 变为 1，但由于此时 S 也为 1，所以电路的输出 u_{o1} 保持第二稳态(0 态)。直到 u_i 继续下降到 $u_i=U_2=\frac{1}{3}U_{CC}$时，$A_2$ 输出

端 S 才变为 0,并使 RS 触发器翻转,u_{o1} 翻为高电平,此时电路回到第一稳态。由此可见,施密特触发器是依靠外加信号电位高低来触发的,这一点和双稳态触发器利用脉冲触发是不同的。U_1 称为上限触发门槛电压,U_2 称为下限触发门槛电压,二者之差称为滞后电压,也叫回差电压。该电路在端点 5 悬空时回差电压为

$$U_1 - U_2 = \frac{2}{3}U_{CC} - \frac{1}{3}U_{CC} = \frac{1}{3}U_{CC}$$

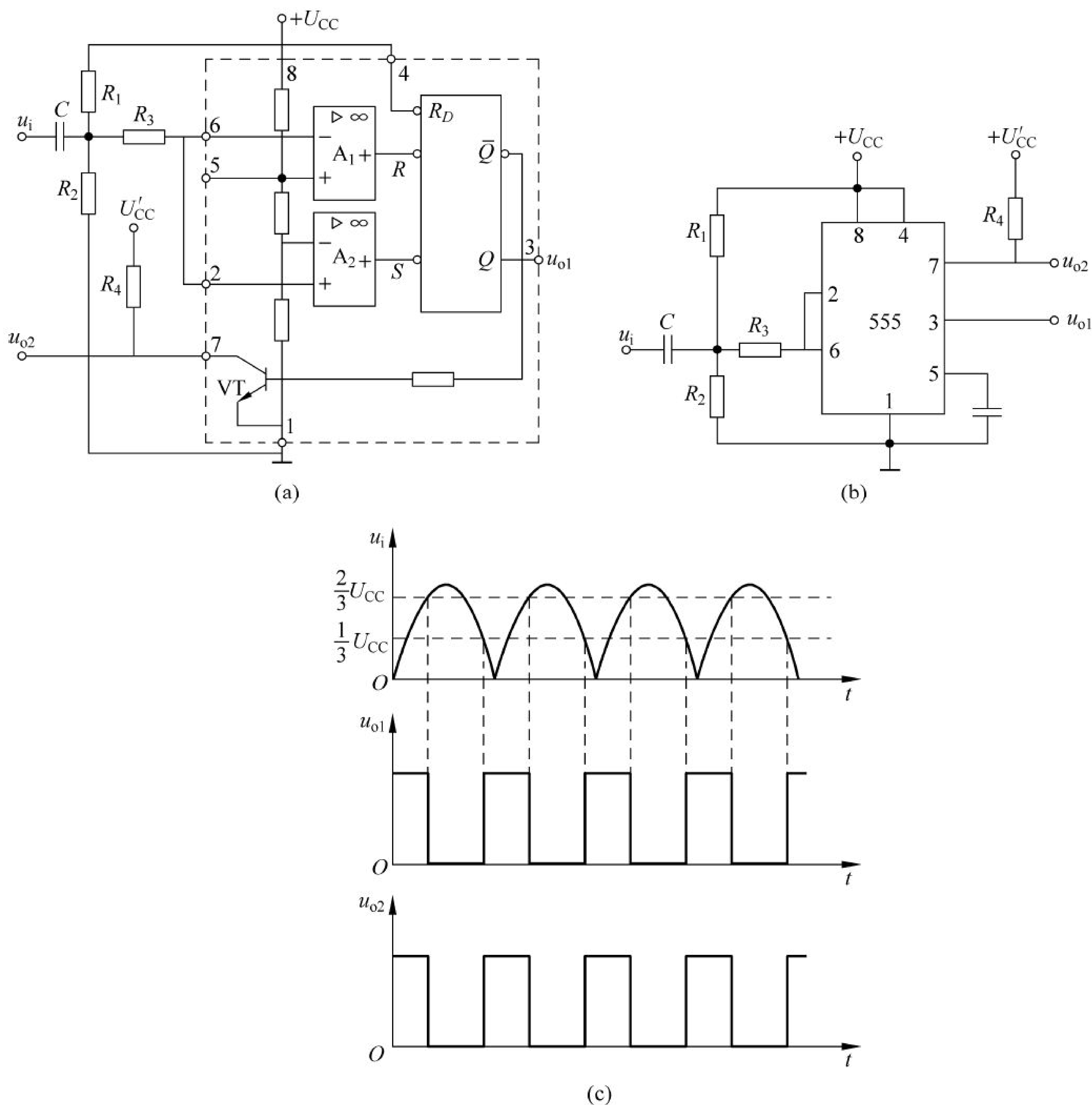


图 8.75　由 555 构成的施密特触发器

(a) 内部电路图;(b) 管脚接线图;(c) 波形图

如果设法通过外电路适当改变端点 5 的电位,将使电路的触发电平发生变化,从而使电路的回差电压可以调节。

如果需要对输出信号进行电平转换,可以用 u_{o2} 作为输出端,由于 u_{o2}(端点 7)通过电阻 R_4 与另一电源 U'_{CC} 相接,当 u_{o1} 为高电平时,RS 触发器的 $\bar{Q}$ 端为低电平,三极管截止,因而 u_{o2} 输出的高电平为 U'_{CC}。

u_i、u_{o1}、u_{o2}的波形如图8.75(c)所示。图8.75(b)中假定$U'_{CC}>U_{CC}$。

施密特触发器的用途很广，它可以用作信号整形、鉴幅、电平转换等。555定时器构成的触发器电源电压范围为4.5～18V，输出电流可达100～300mA，能直接驱动小型继电器。

8.9　模拟量和数字量的转换

8.9.1　数模转换器

在生产实践中所要控制和测量的参数往往是一些非电量，如温度、压力等，计算机要对生产过程进行监视和控制，首先必须把这些非电量通过传感器变成电信号(电压或电流)。这些电信号大部分是模拟量，而计算机只能处理数字信号，因此还必须把这些模拟量转换成数字量，才能送到计算机中运算和处理，然后又要将运算处理得到的数字量转换为模拟量，才能实现对被控参数的控制。所以模拟量和数字量的互相转换是计算机应用于生产过程自动控制的桥梁，是必不可少的电路。将数字量转换成模拟量的装置称为数模转换器(DAC)，将模拟量转换为数字量的装置称为模数转换器(ADC)。

1. DAC基本概念

图8.76所示为DAC的基本框图。它有n位输入代码，经过DAC电路后输出为模拟电压U_o，其大小与输入的二进制代码的大小成比例。设比例系数为K，则

$$U_o = K\sum_{i=0}^{n-1} D_i 2^i$$

若输入是三位二进制代码，DAC的输入与输出转换特性如图8.77所示。由转换特性曲线可知，输入一定的代码，就有相应的模拟电压值输出；若最大转换电压U_m为1V，则输入数字量的位数越大，输入数字量的最低位所对应的输出电压值U_{LSB}就越小。例如，三位的DAC最低位001所对应的电压值为1/8V，而十位的DAC最低位0000000001所对应的电压值为(1/1024V)。这就表明位数n越大，DAC所能分辨的能力越大，通常用分辨率$1/(2^n-1)\approx(1/2^n)\times100\%$来表示。例如，十位的DAC分辨率为$(1/1024)\times100\%\approx0.1\%$，八位DAC的分辨率是$1/256\times100\%\approx0.4\%$，显然十位DAC的分辨能力大于八位。

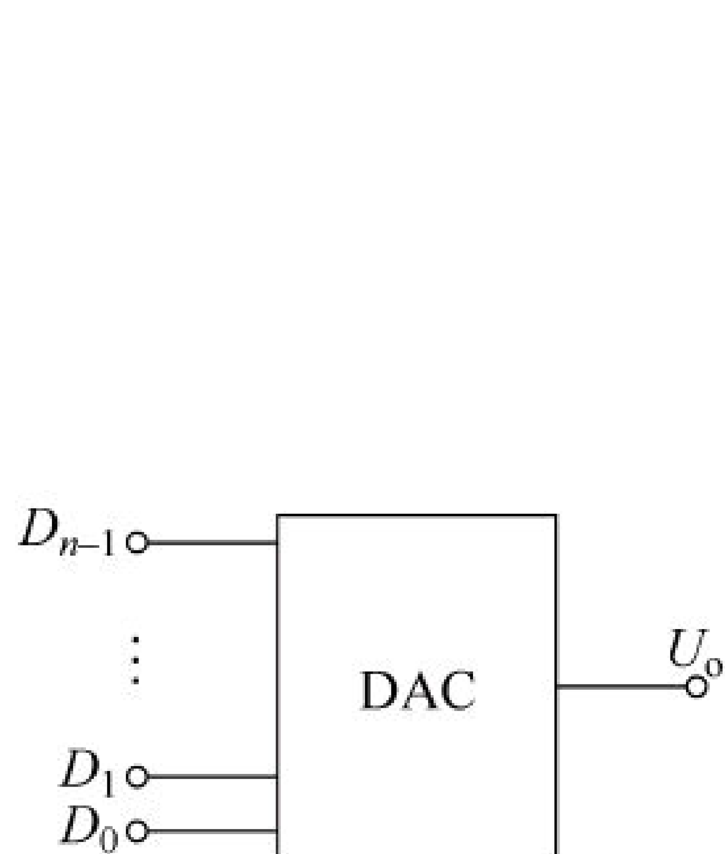


图8.76　DAC框图

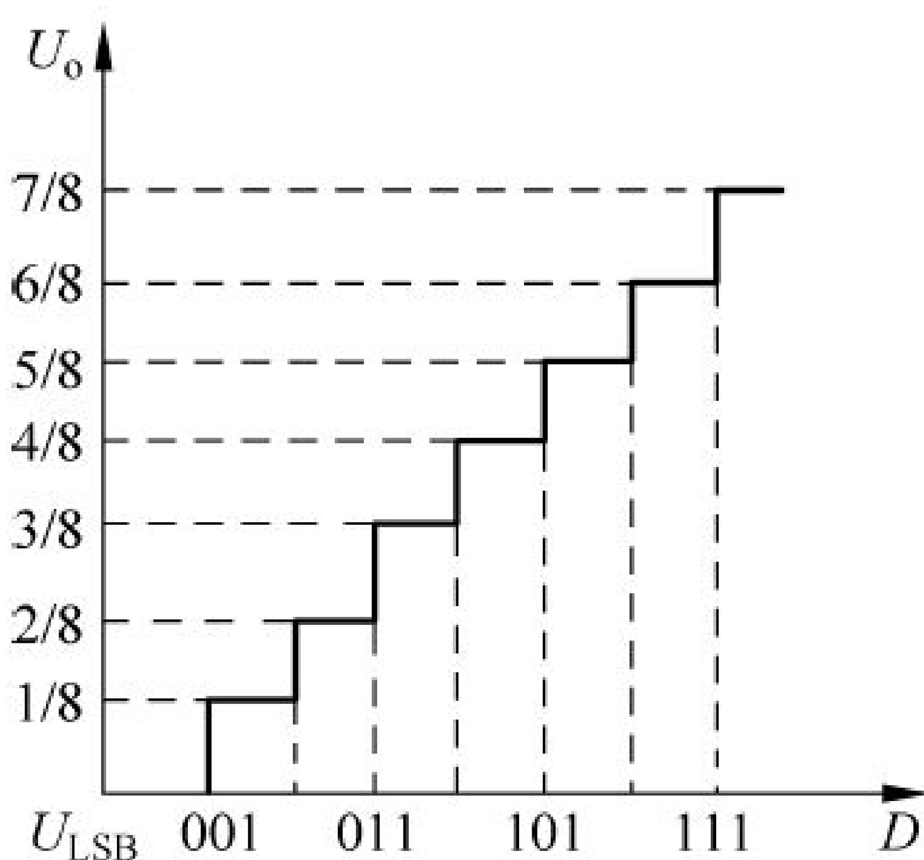


图8.77　三位DAC转换特性

2. DAC的电路结构及工作原理

DAC的种类和电路形式比较多,例如权电阻DAC、T形和倒T形电阻网络DAC、集成DAC等,本节仅讨论T形电阻网络DAC。

图8.78为四位T形电阻网络DAC电路。电路由R-$2R$构成的T形电阻网络、模拟开关、基准电压源和运算放大器组成。其电阻网络仅由R和$2R$组成。各个模拟开关受输入数字信号$D_3 \sim D_0$的控制。当D_i为1时,模拟开关接到参考电压U_R上;当D_i为0时,模拟开关接至地。T形电阻网络具有如下特点:

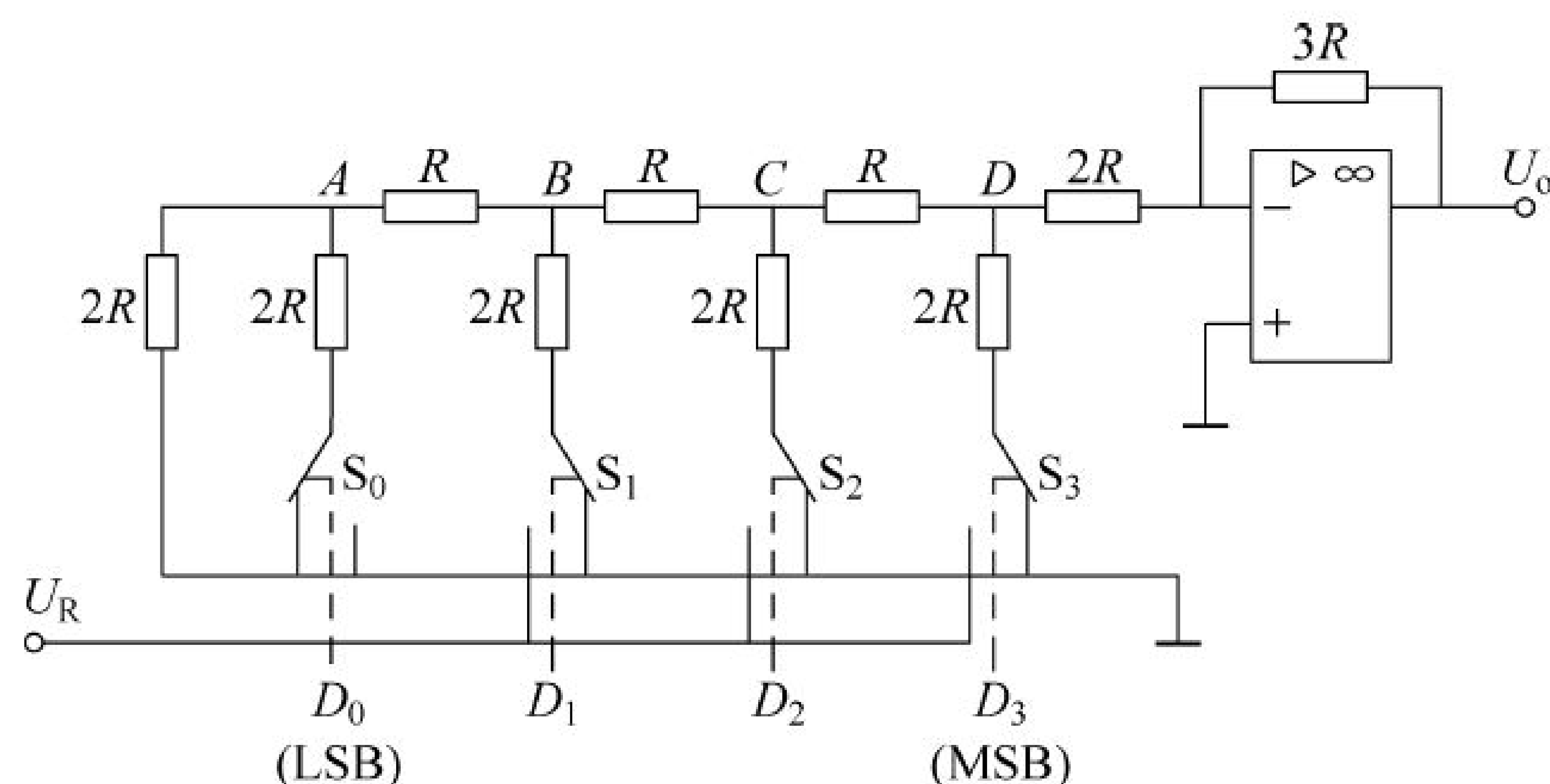


图8.78 T形电阻网络DAC电路

当$D_i=1$、其他输入信号为0时,从节点i向左、向右、向下看去的等效电阻都是$2R$。例如,设$D_0=D_1=D_2=0$,$D_3=1$时,如图8.78所示,从节点D向右看,是$2R$接运算放大器的反相输入端,即虚地;向下看是$2R$接参考电压源U_R;向左看是$2R$接地。其等效电路如图8.79所示。

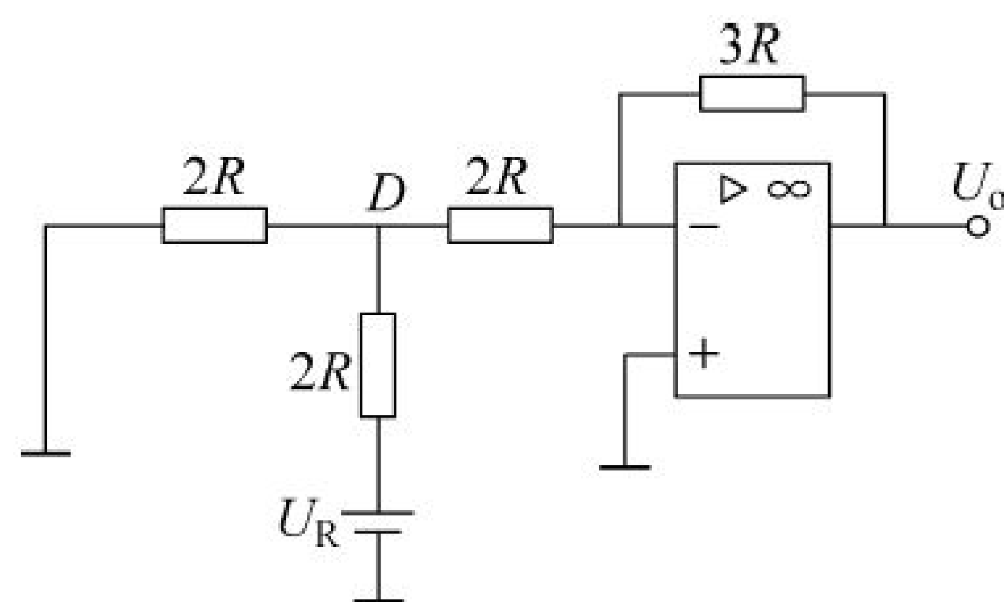


图8.79 $D=1$时T形电阻网络DAC等效电路

显然,U_R在D点的分压为$U_D=\frac{1}{3}U_R$,则输出电压U_o为

$$U_o=-\frac{U_R}{3}\cdot\frac{1}{2R}\cdot 3R=\frac{U_R}{2}$$

同理,可分别求出仅当$D_2=D_1=D_0=1$时的输出电压,分别为$U_R/4$、$U_R/8$和$U_R/16$。根据叠加原理,并行输入数字代码D_i,在输出端的电压U_o为

$$U_o=-\frac{U_R}{2^4}\sum_{i=0}^{3}D_i 2^i$$

推而广之,对于n位T形电阻DAC,其输出电压U_o为

$$U_o=-\frac{U_R}{2^n}\sum_{i=0}^{n-1}D_i 2^i$$

T形电阻网络DAC的特点是电阻种类只有R和$2R$两种,便于集成和提高精度。

8.9.2　模数转换器

模数转换的过程包括取样、保持、量化、编码 4 个步骤。一般取样、保持用一个取样保持电路完成，量化与编码用 ADC 完成。模数转换器的种类很多，这里仅介绍并联比较型 ADC。

并联比较型 ADC 的电路结构如图 8.80 所示，它包括分压器、比较器、编码器三部分。

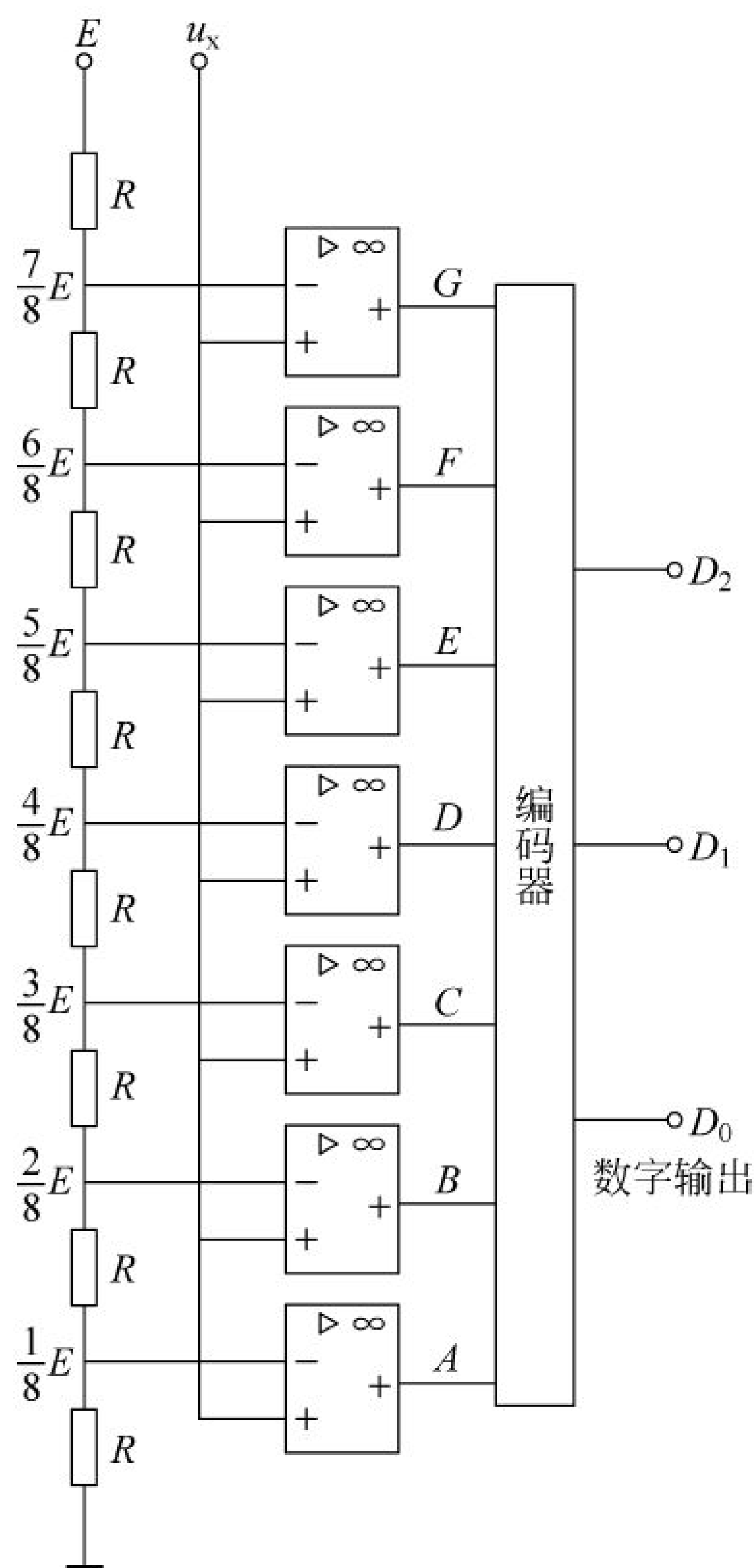


图 8.80　并联比较型 ADC 电路结构

分压器由基准电压源 E 和八个相等的电阻 R 串联组成。每个电阻上的压降为 $\frac{1}{8}E$，也即取 $\frac{1}{8}E$ 为量化单位对输入模拟电压进行量化。八个电阻将 E 分成七个标准电压。如果要提高转换精度，可采用更多电阻串联，减少量化单位。但电路会更复杂。

七个比较器的同相端都接输入模拟电压 u_x，反相端分别接分压器分得的七个标准电压 $\frac{1}{8}E\sim\frac{7}{8}E$。$u_x$ 的允许范围是 $0\sim E$。当比较器的 $u_+>u_-$，也就是待测电压 u_x 高于标准电压时，该比较器输出为 1，否则输出为 0。

编码器把七个比较器的输出 A、B、C、D、E、F、G 译成三位二进制数码 $D_2D_1D_0$，其逻辑状态关系见表 8.39。根据逻辑状态表可作出编码器设计如下：

由于输入量共有七位,所以不用卡诺图法化简,直接由表观察得出的逻辑表达式为:

$D_2 = D$(由表知,只要 $D=1$,即能使 $D_2=1$)

$D_1 = F + \overline{D}B$(由表知,在 $F=1$ 或 $D=0$、$B=1$ 时,D_1 才为 1)

$D_0 = G + \overline{F}E + \overline{D}C + \overline{B}A$(自行分析)

这种 ADC 的优点是转换速度快;缺点是需要的比较器数目多,且位数越多此矛盾越突出。

表 8.39 比较器输入与编码器输入逻辑关系表

输入电压 u_x	比较器输入							编码器输入		
	A	B	C	D	E	F	G	D_2	D_1	D_0
$E>u_x>\frac{7}{8}E$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$\frac{7}{8}E>u_x>\frac{6}{8}E$	1	1	1	1	1	1	0	1	1	0
$\frac{6}{8}E>u_x>\frac{5}{8}E$	1	1	1	1	1	0	0	1	0	1
$\frac{5}{8}E>u_x>\frac{4}{8}E$	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0
$\frac{4}{8}E>u_x>\frac{3}{8}E$	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
$\frac{3}{8}E>u_x>\frac{2}{8}E$	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0
$\frac{2}{8}E>u_x>\frac{1}{8}E$	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
$\frac{1}{8}E>u_x>0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

重点与难点答疑

问题 1:为什么在数字设备中通常采用二进制?数字设备中为什么还要使用八进制和十六进制?

答:因为二进制数只有“0”、“1”两个数码,故用两种电路状态就可以表示二进制数。因此,采用二进制数可以简化数字设备,减小错误概率,提高工作可靠性。若采用十进制数,因其有“0”~“9”的 10 个数码,必须用 10 种电路状态才能表示,这会使数字设备结构复杂,错误概率增大,工作可靠性变差。

在数字设备中之所以还要使用八进制和十六进制是因为二者书写方便,并且能很容易地实现与二进制数之间的转换。

问题 2:我们通常采用的是正逻辑电路,正、负逻辑有怎样的关系?

答:所谓正逻辑就是用“1”代表高电平,用“0”代表低电平;负逻辑则是用“0”代表高电平,“1”代表低电平。对于基本的逻辑门电路来说,如果从正逻辑看是“与门”,但从负逻辑看就是“或门”;如果从正逻辑看是“或门”,但从负逻辑看就是“与门”。

问题 3：很多实用数字电路中，往往是用与非门或者或非门构成的芯片实现，是否不再需要其他的逻辑功能？

答：门电路种类很多，如与门、或门、非门、与非门、或非门、异或门等。这些门电路均有现成的集成芯片，而且每一个芯片上可以集成好几个相同的门电路。当组成一个比较复杂的实用逻辑电路时，各种不同功能的逻辑门电路还是需要的，只不过这些门电路均可用与非门（或者或非门）来完成。例如：与非门可以直接当非门使用，两个与非门可以实现与功能，三个与非门可以实现两变量的或功能，四个与非门可以实现两变量的异或功能等。如果现在就需要一个与关系和一个与非关系的话，不需要选用与门芯片，只需一块与非门芯片就可以实现了，这样既简化了电路设计，又能够节约资源。但是，实际使用的时候还是要根据电路设计的实际情况来合理地选择电子元器件。

另外，在实用数字电路中，使用元件不多的情况下，常常采用同一类门电路以便于维修。

练　习　题

8-1　把下列十进制数转换为二进制数与十六进制数：

(1) 312　　(2)176　　(3)25

8-2　把下列各数转换为十进制数：

(1) $(110)_2$　　(2) $(10101101)_2$　　(3) $(1BD)_{16}$

8-3　把十进制 6927 转成二进制码及 8421BCD 码。

8-4　数码 100010010011 当分别作为二进制码或 8421BCD 码时，其对应的十进制数值各是多少？

8-5　已知 A、B 的波形图 8.81 所示，当作为两个输入端与门和与非门的输入时，分别画出它们的输出波形。

8-6　在图 8.82 所示电路中，若采用正逻辑，则逻辑函数为（　　）。

(1) $F=A+B$　　(2) $F=A+\bar{B}$

(3) $F=A\cdot\bar{B}$　　(4) $F=\bar{A}\cdot B$

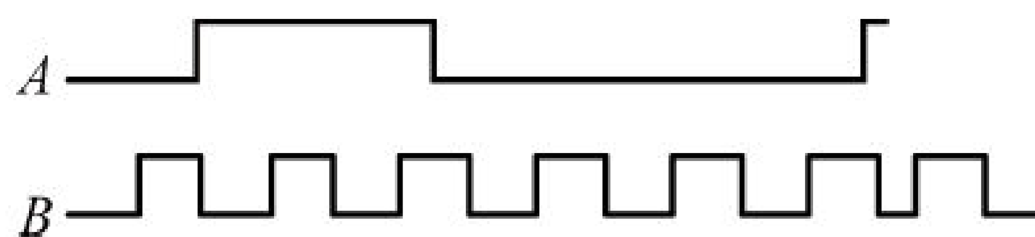


图 8.81　题 8-5 图

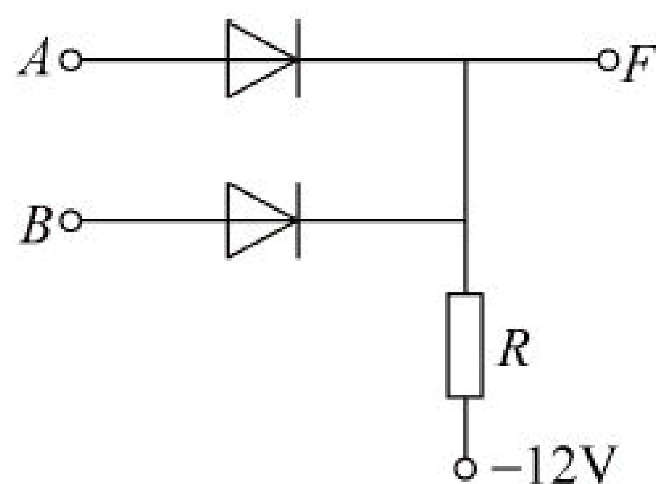


图 8.82　题 8-6 图

8-7　电路图和输入端 A、B 波形图如图 8.83 所示，试画出 F 的波形（设二极管为理想二极管）。

8-8　在下列逻辑式中，变量 A、B、C 为哪些取值时，F 的值为 1：

(1) $F=(A+B)+A\cdot B$；(2) $F=A\cdot B+\bar{A}\cdot C+\bar{B}\cdot C$；(3) $F=(A\cdot\bar{B}+\bar{A}\cdot B)\cdot C$。

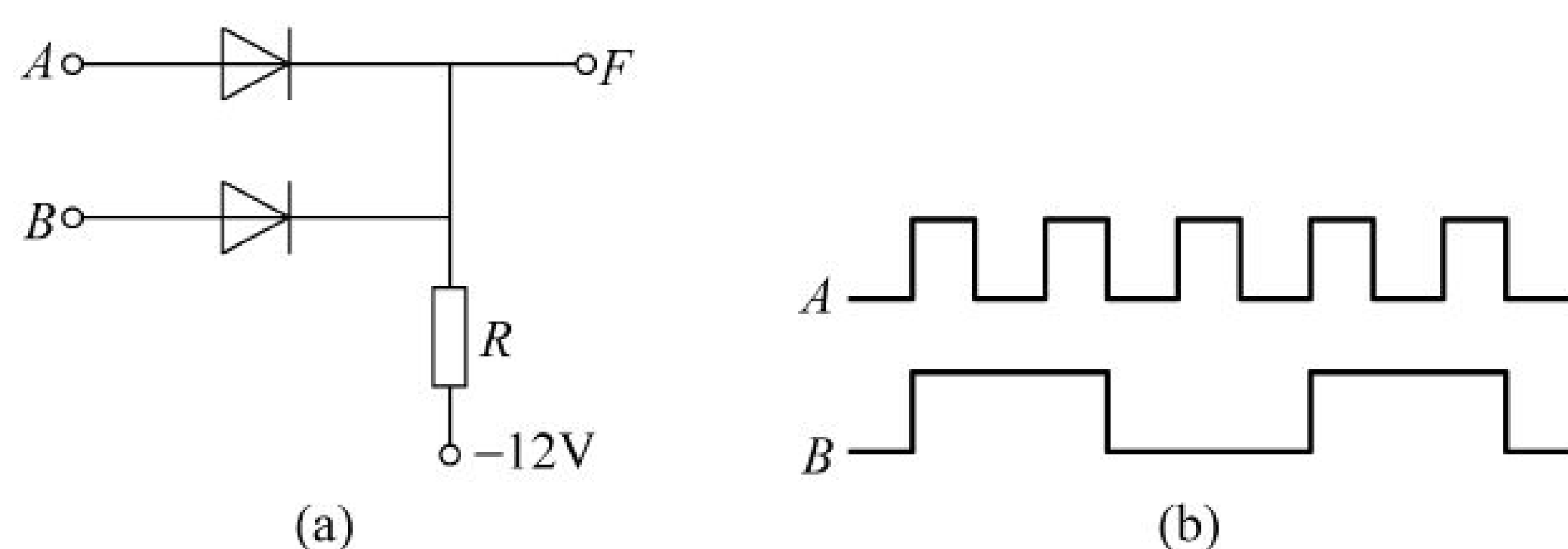


图 8.83　题 8-7 图

8-9　用布尔代数证明下列等式：

(1) $A+\overline{A\cdot\overline{B}}=1$；(2) $B\cdot C+\overline{A+\overline{B}}=B(\overline{A}+C)$；(3) $A\cdot\overline{C}+A\cdot B\cdot\overline{C}(\overline{D}+E)=A\cdot\overline{C}$

(4) $A+\overline{\overline{A}(B+C)}=A+\overline{B}\overline{C}$；(5) $AB+BCD+\overline{A}C+\overline{B}C=AB+C$。

8-10　用代数法化简下列函数：

(1) $F=\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}+A+B+C$；　　　　(2) $F=A\overline{B}+BD+DCE+\overline{A}D$。

8-11　试分析图 8.84 所示电路的逻辑功能。

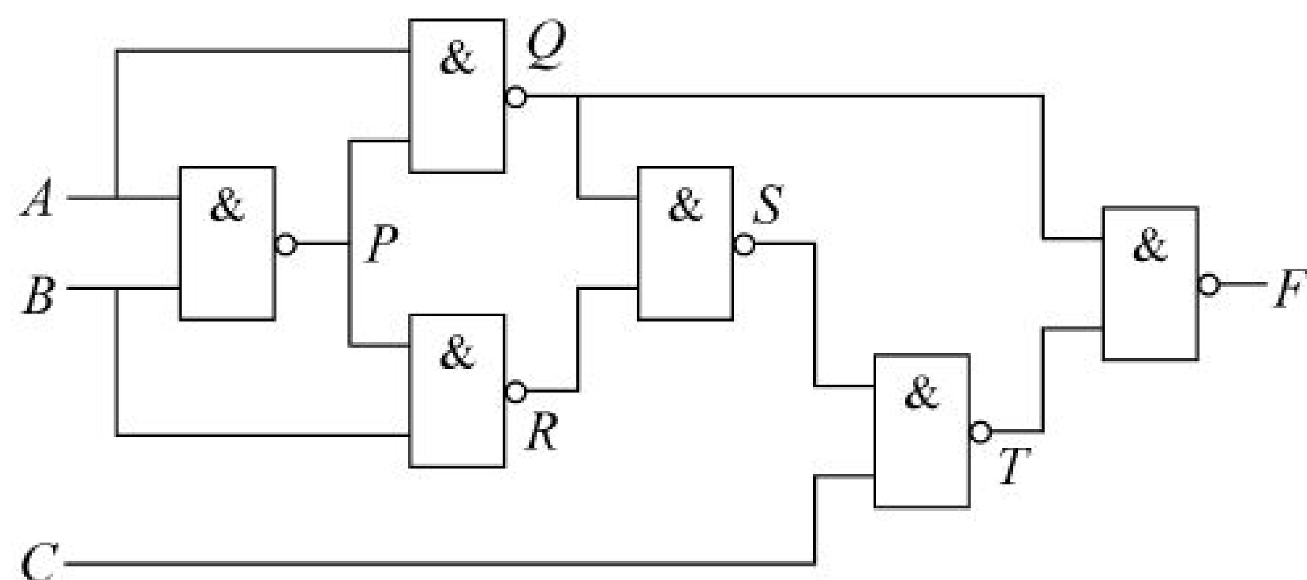


图 8.84　题 8-11 图

8-12　试分析图 8.85 所示电路的逻辑功能。

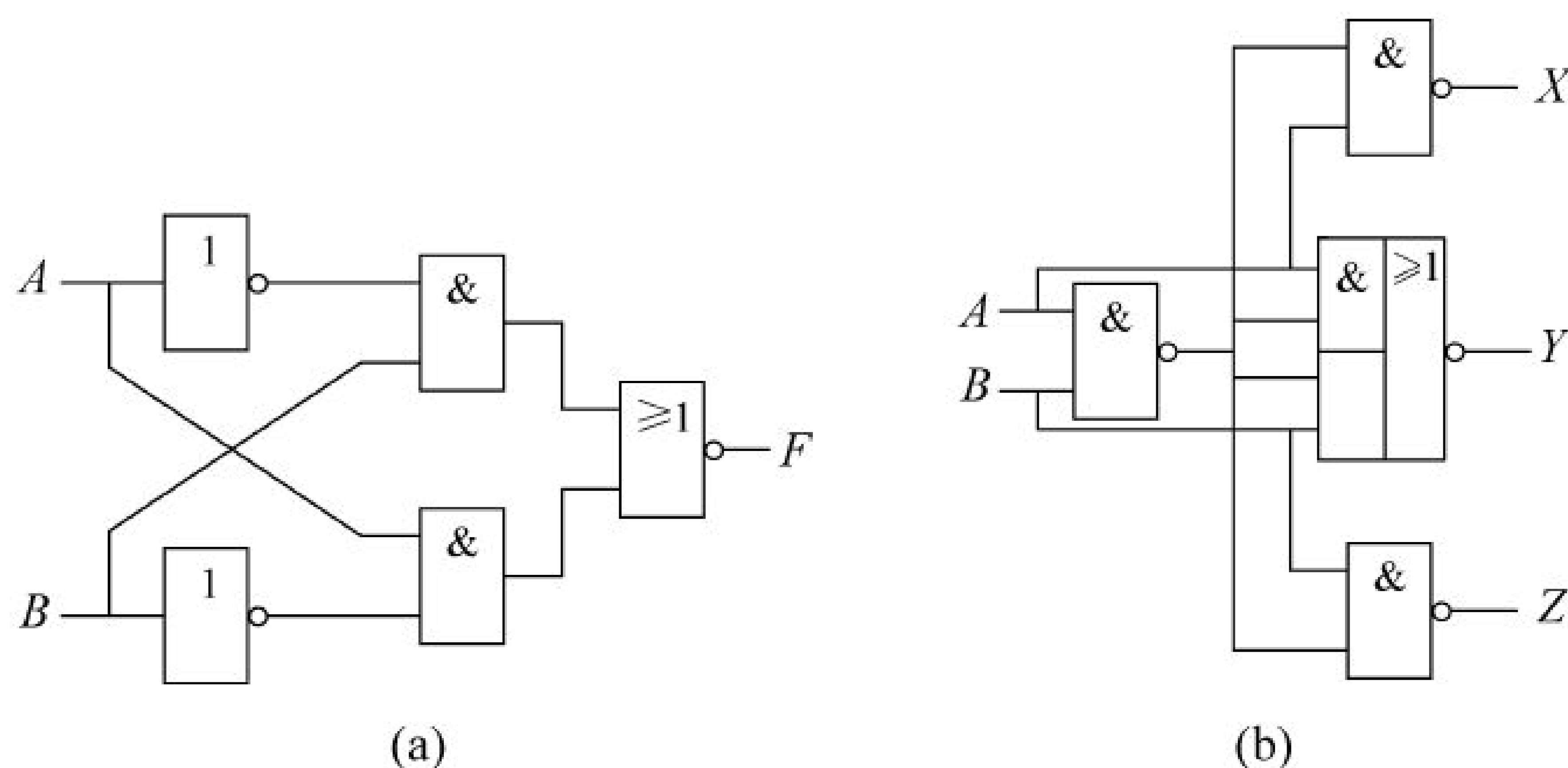


图 8.85　题 8-12 图

8-13　试分析图 8.86 所示电路的逻辑功能。

8-14　某组合逻辑电路的输入 A、B、C 和输出 F 的波形如图 8.87 所示，列出该电路的真值表，写出逻辑表达式，并用最少的与非门实现。

8-15　设计一个三输入端一输出端的组合逻辑电路，要求当三个输入端全为 1 或全为 0 时，输出为 1，否则输出为 0，列出真值表，写逻辑表达式，并画出逻辑图。

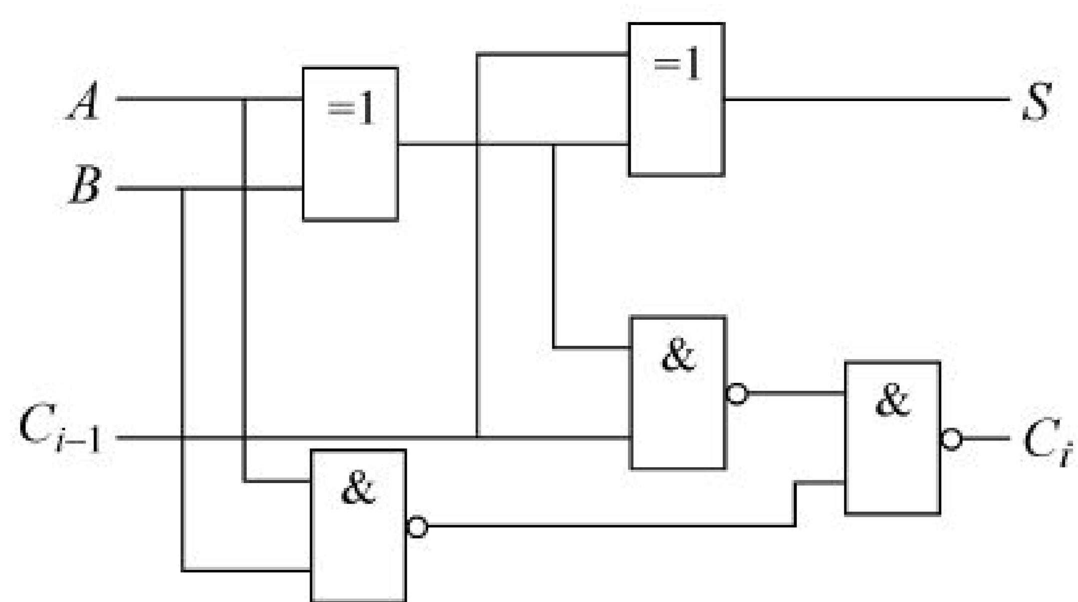


图 8.86　题 8-13 图

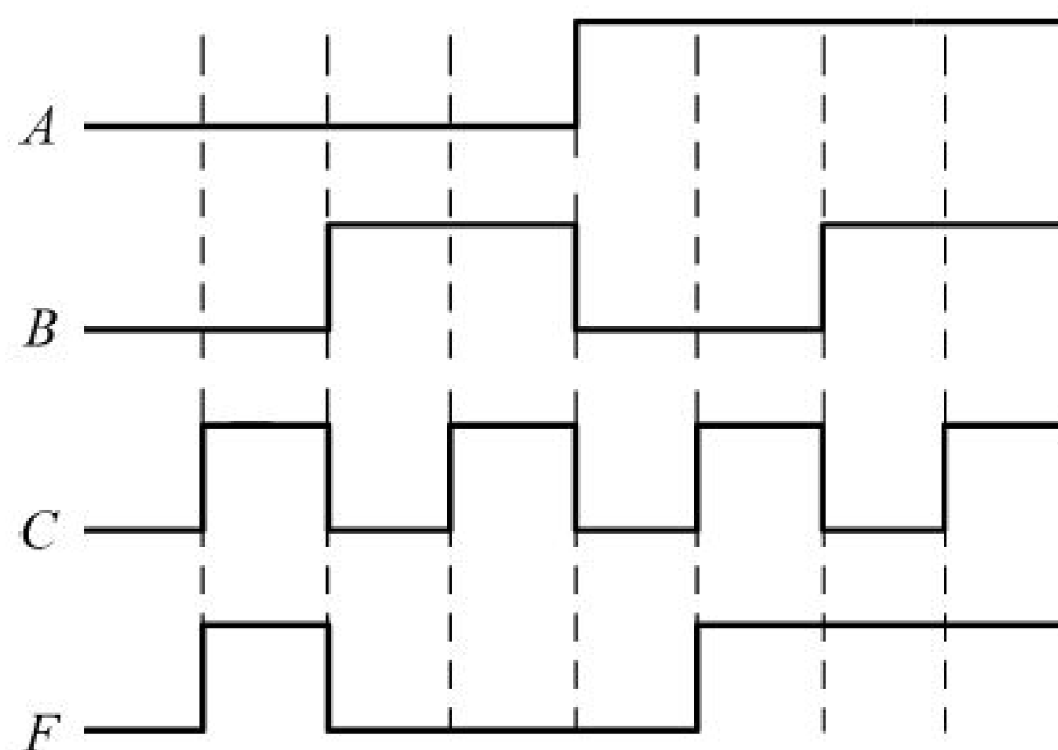


图 8.87　题 8-14 图

8-16　用与非门设计一个三变量偶数电路(三个变量中有偶数个 1 时,输出为 1,否则输出为 0)。

8-17　设有三台电动机 A、B、C,要求:

(1) A 开机,B 必须关机;

(2) B 开机,C 也必须开机。

如果不满足上述要求就发出报警信号,试写出报警信号的逻辑表达式,并画出逻辑图。

8-18　基本 RS 触发器电路如图 8.88 所示,根据图(b)的输入波形画出 Q 和 $\bar{Q}$ 的波形。设触发器的初始状态 $Q=0$。

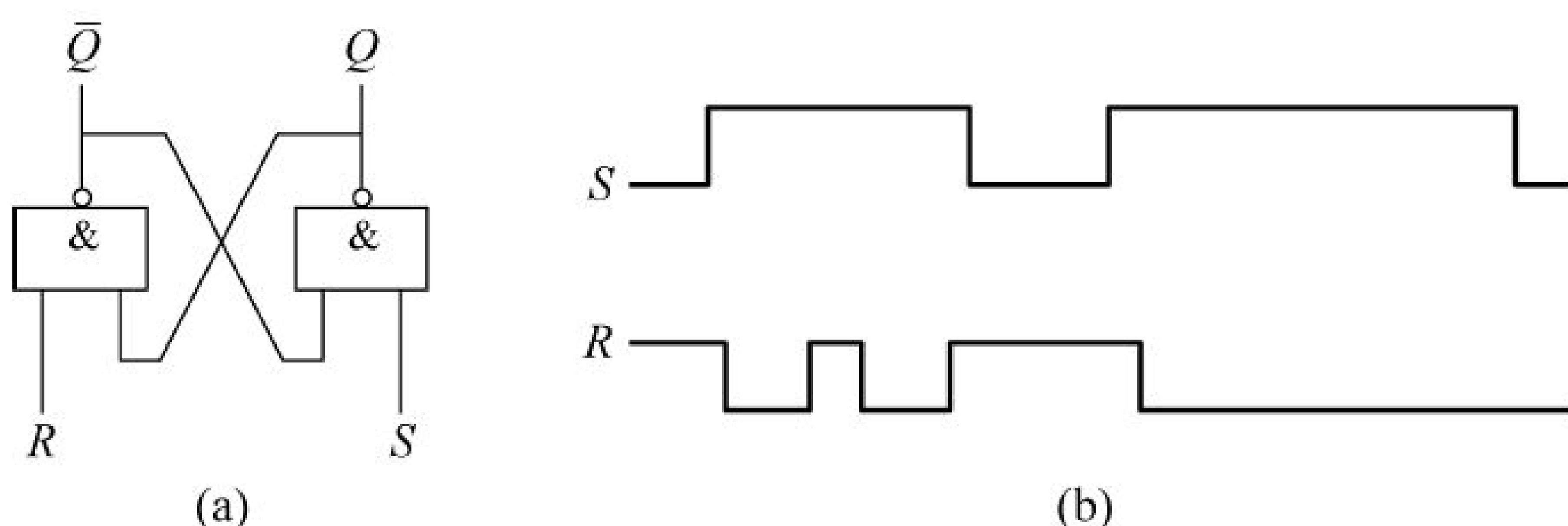


图 8.88　题 8-18 图

(a) 逻辑电路图;(b) 波形图

8-19　根据给定的逻辑符号和输入波形,分别画出图 8.89(a)、(b)两图的 Q 端波形。设初始状态 $Q=0$。

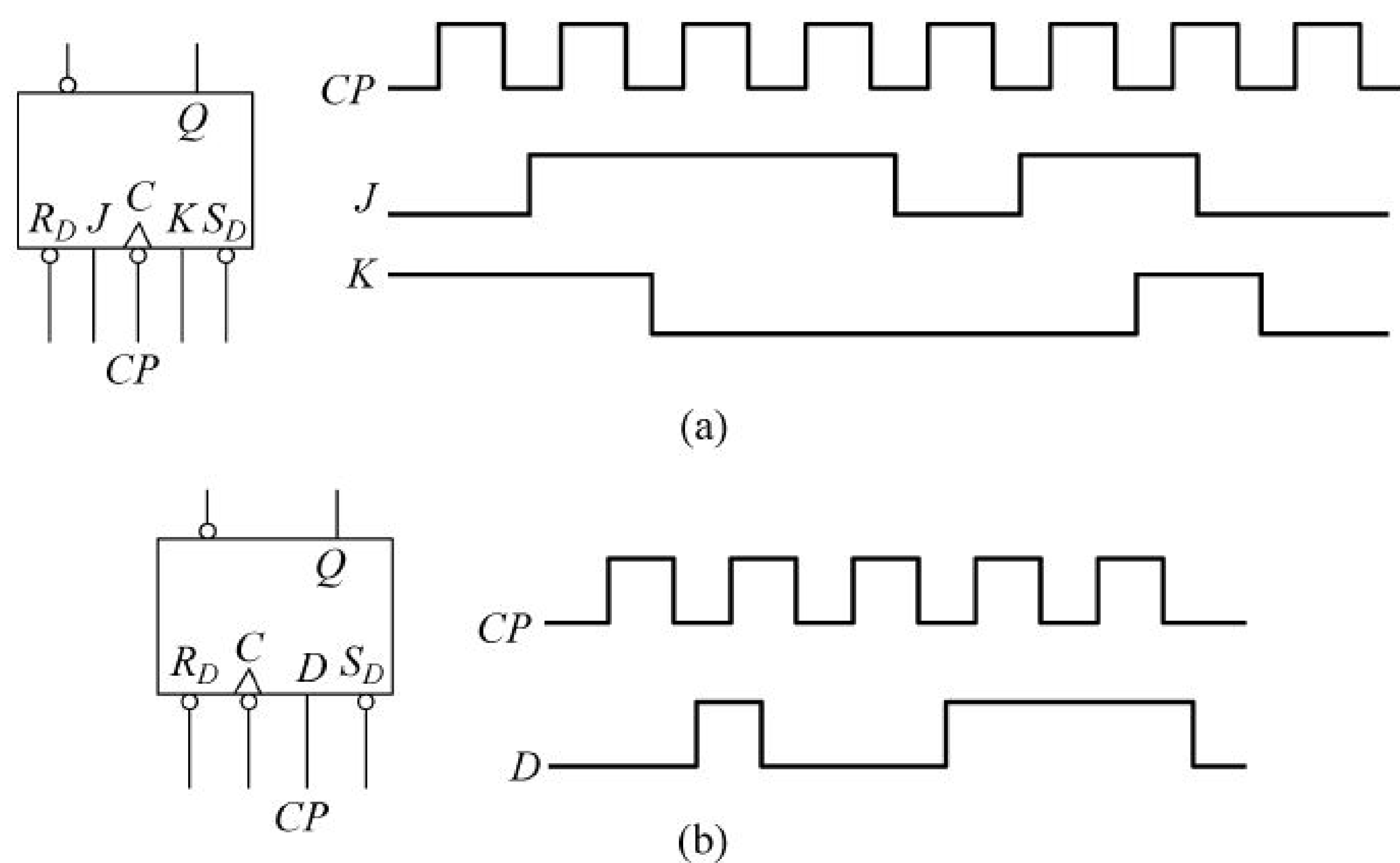


图 8.89　题 8-19 图

8-20　电路如图8.90所示,设触发器的初始状态 $Q_1=Q_2=0$,根据给定的输入波形,分别画出 Q_1 和 F 的波形。

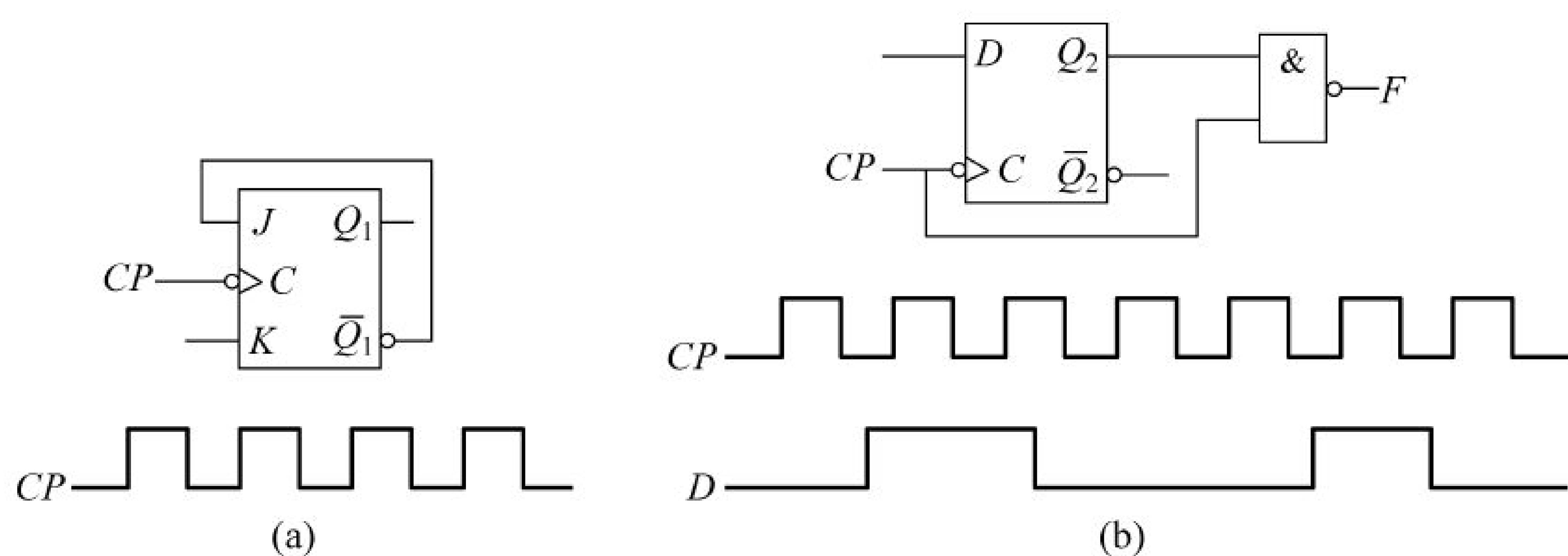


图8.90　题8-20图

8-21　试画出时钟脉冲作用下图8.91所示各触发器 Q 端的波形。设触发器原态为0。

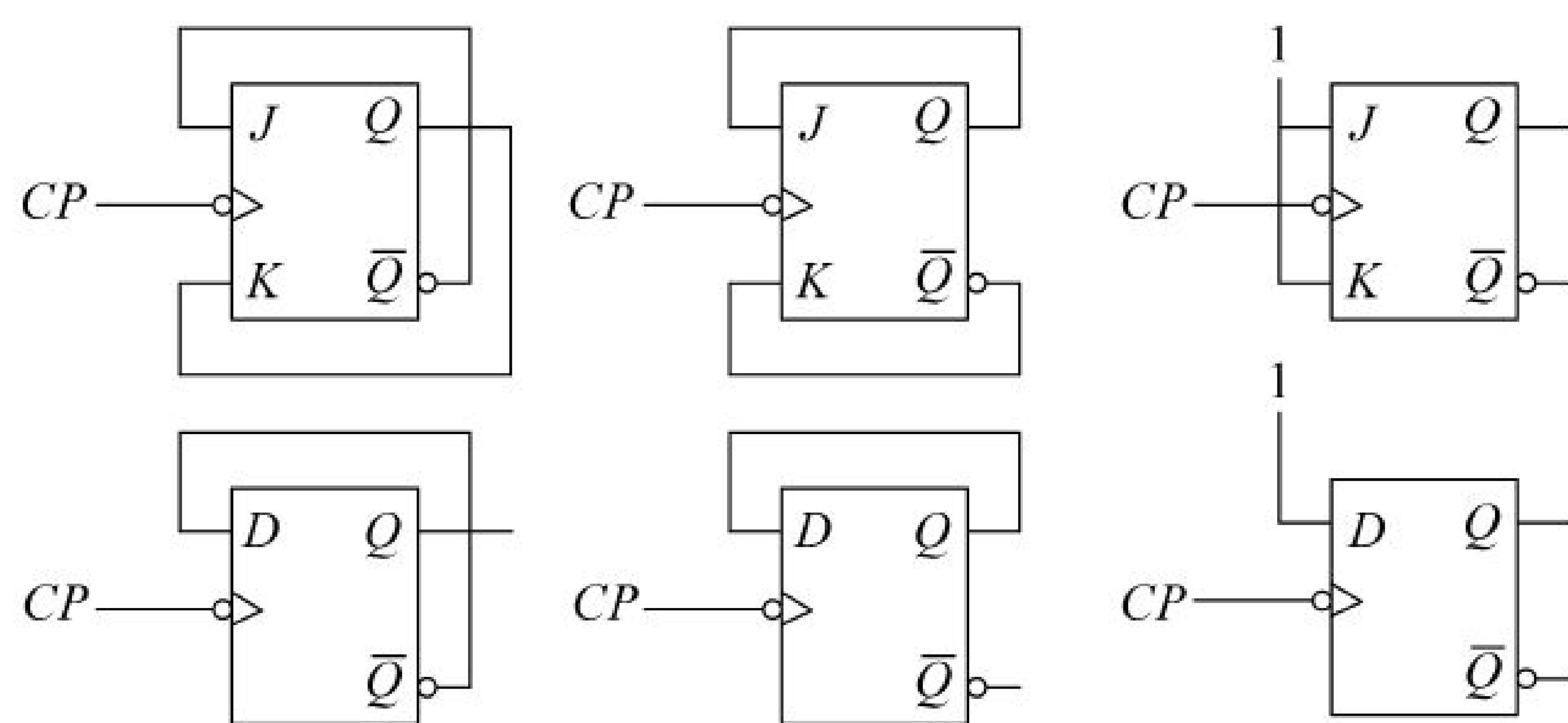


图8.91　题8-21图

8-22　列出状态表,分析图8.92图所示电路为几进制计数器。

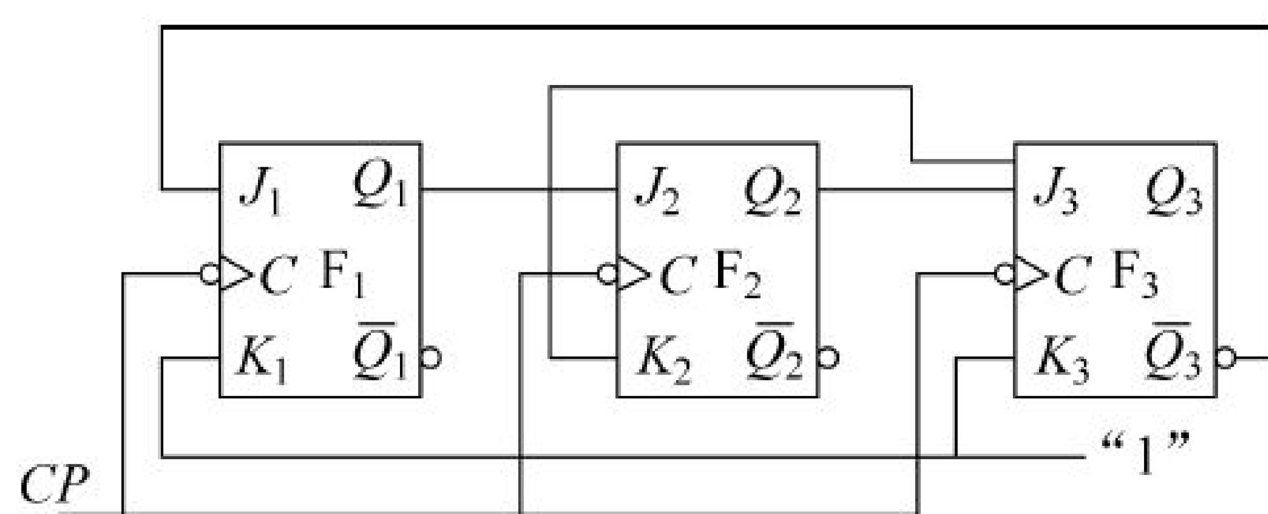


图8.92　题8-22图

8-23　分析图8.93所示电路的逻辑功能。

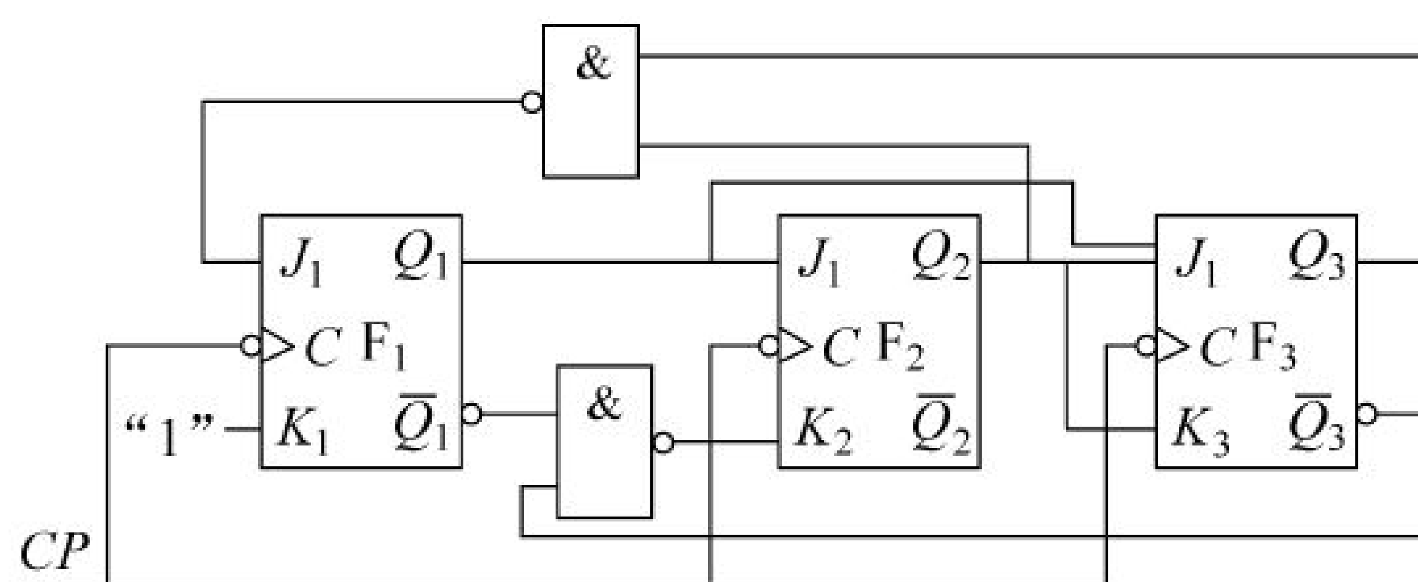


图8.93　题8-23图

8-24　同步计数电路如图 8.94 所示，列状态表，分析其逻辑功能。

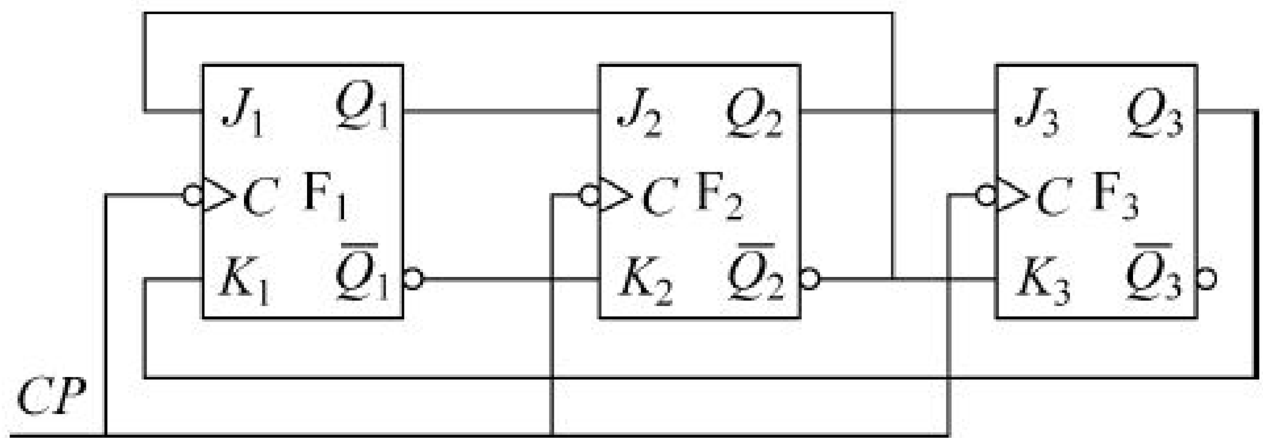


图 8.94　题 8-24 图

8-25　分析图 8.95 所示逻辑电路的功能。

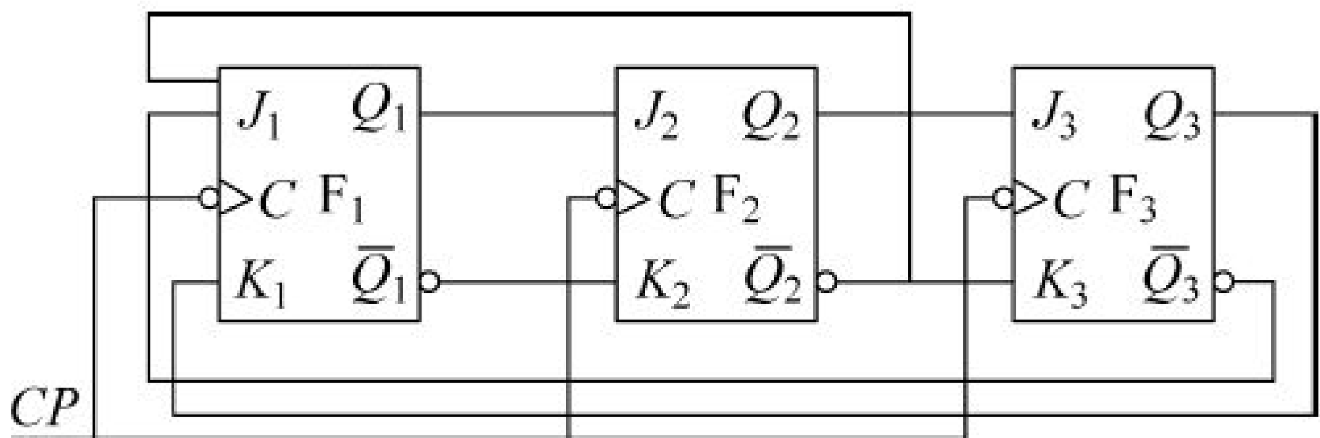


图 8.95　题 8-25 图

8-26　试用 74LS90 构成下列 N 进制计数器。

(1) 九进制计数器；

(2) 十二进制计数器；

(3) 三十二进制计数器；

(4) 五十进制计数器。

8-27　电路如图 8.96 所示。设各触发器初始状态为零。

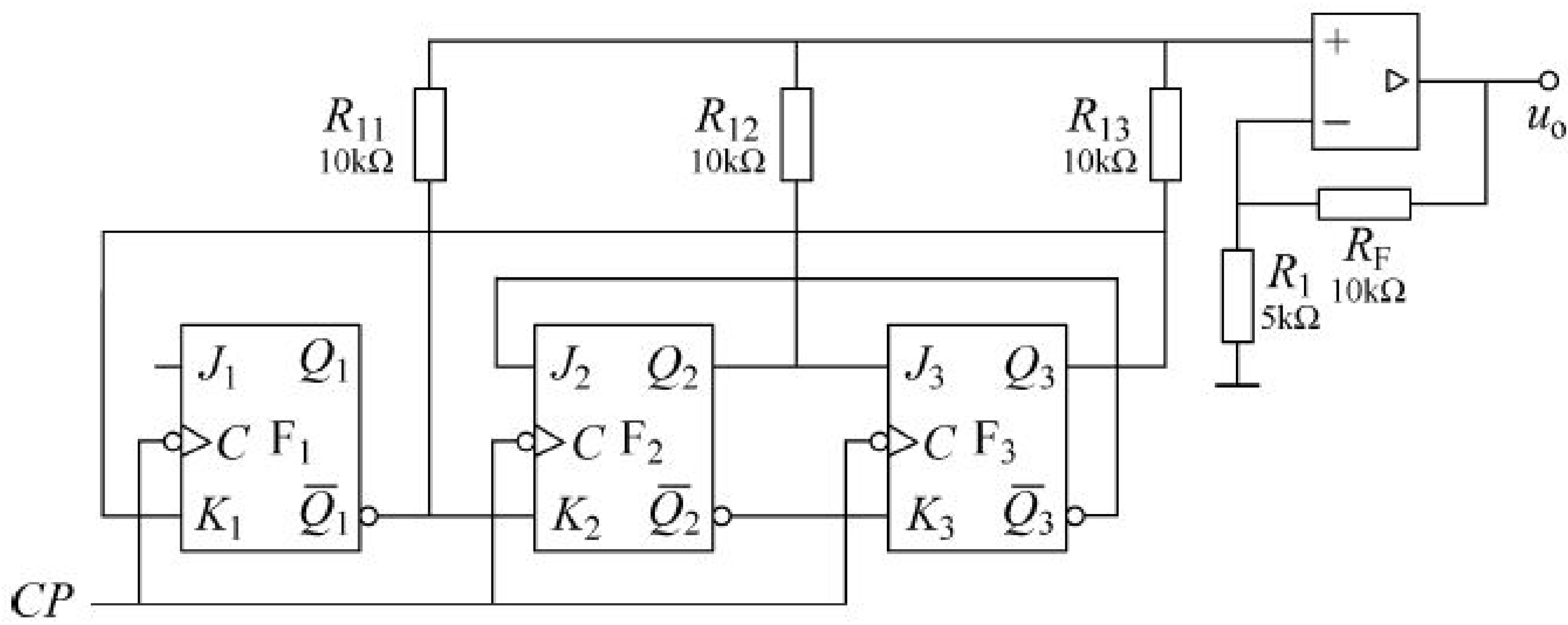


图 8.96　题 8-27 图

(1) 写出各触发器的驱动方程；

(2) 列出三位触发器的状态表；

(3) 对应 CP 脉冲画出一个循环下的 Q_1、Q_2 及 Q_3 的波形；

(4) 说明三位触发器所构成电路的逻辑功能；

(5) 写出 u_o 与 Q_1、Q_2 及 Q_3 的关系式。

CP　1　2　3　4　5　6　7　8

Q_1

Q_2

Q_3

8-28 由555定时器构成的单稳态触发器如图8.97所示。

(1) 电路中输出脉宽 T_W 与哪些量有关？试导出其公式。若 $R=10\text{k}\Omega$，$C=6200\text{pF}$，则输出脉宽 T_W 为多少？

(2) 若将图中的 CO 端改接 $U_R=4\text{V}$ 的参考电压，上述 T_W 的公式有什么改变？若 R、C 参数不变，计算 T_W 值。

8-29 图8.98所示为电子门铃电路。根据555定时器的功能分析它的工作原理(图中SB为门铃按钮)。

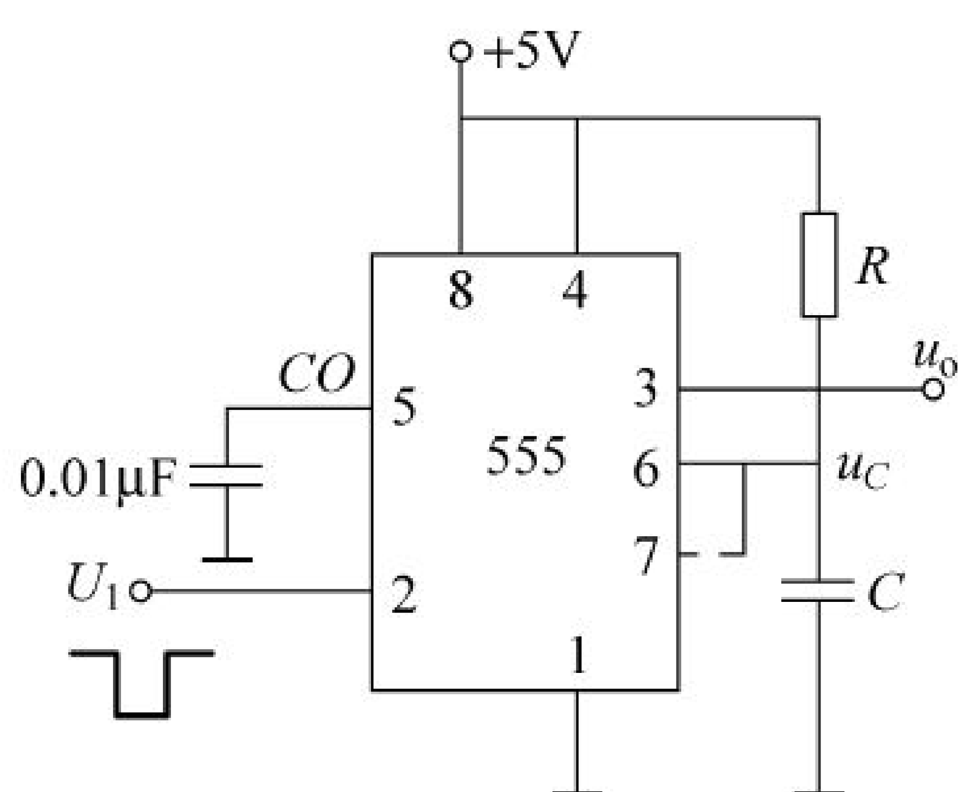


图8.97 题8-28图

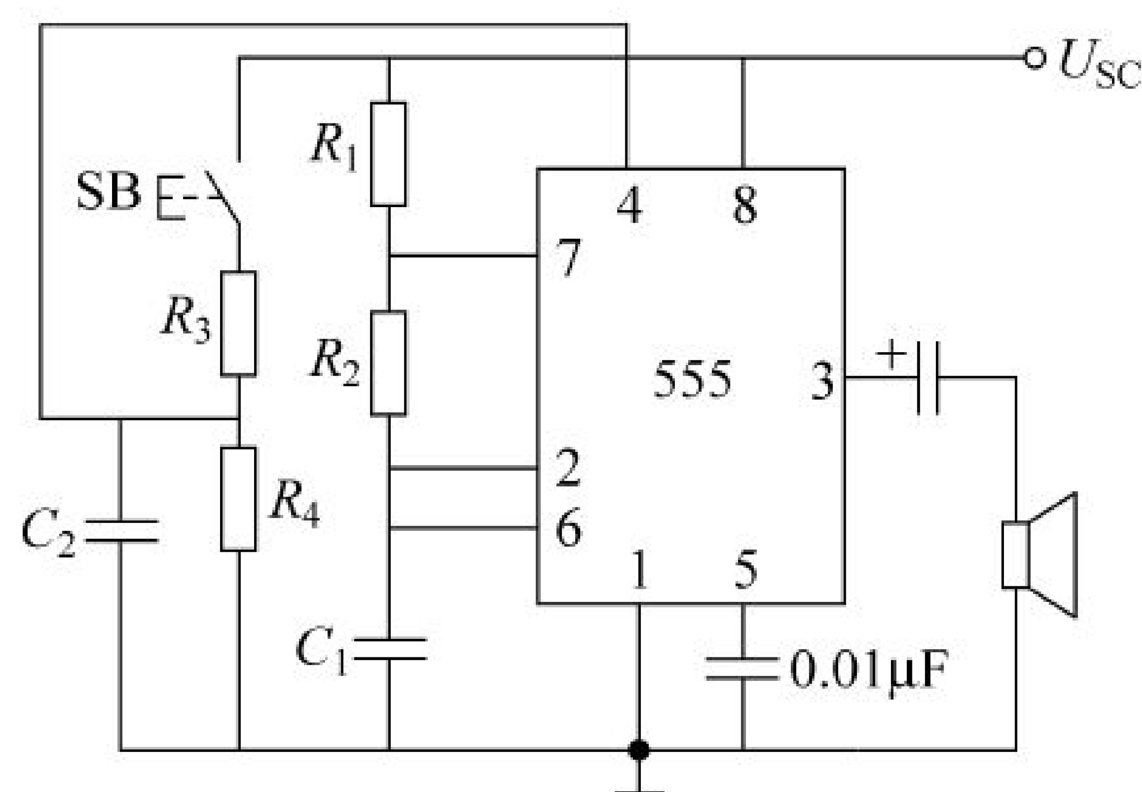


图8.98 题8-29图

8-30 由555定时器构成的施密特触发器如图8.99所示。

(1) 若 $U_{CC}=5\text{V}$，则电路的 U_{T+}、U_{T-} 和 ΔU_T 各为多大？

(2) 画出电路的电压传输特性曲线 $U_o=f(U_I)$，若在 U_I 端加三角波，峰-峰值为 $+5\sim-5\text{V}$，试定性画出 U_o 的波形。

(3) 若将图中 CO 端改接 $U_R=4\text{V}$ 的参考电压，则电路的 U_{T+}、U_{T-}、ΔU_T 应为多少？

8-31 由555定时器构成的多谐振荡器如图8.100所示。

(1) 若 $U_{CC}=5\text{V}$，$R_1=15\text{k}\Omega$，$R_2=25\text{k}\Omega$，$C=0.033\mu\text{F}$，则输出波形的振荡频率为多少？

(2) 若将图中的 CO 端改变 $U_R=4\text{V}$ 的参考电压，输出波形的频率又为多少？(设电路中其他参数均不变)

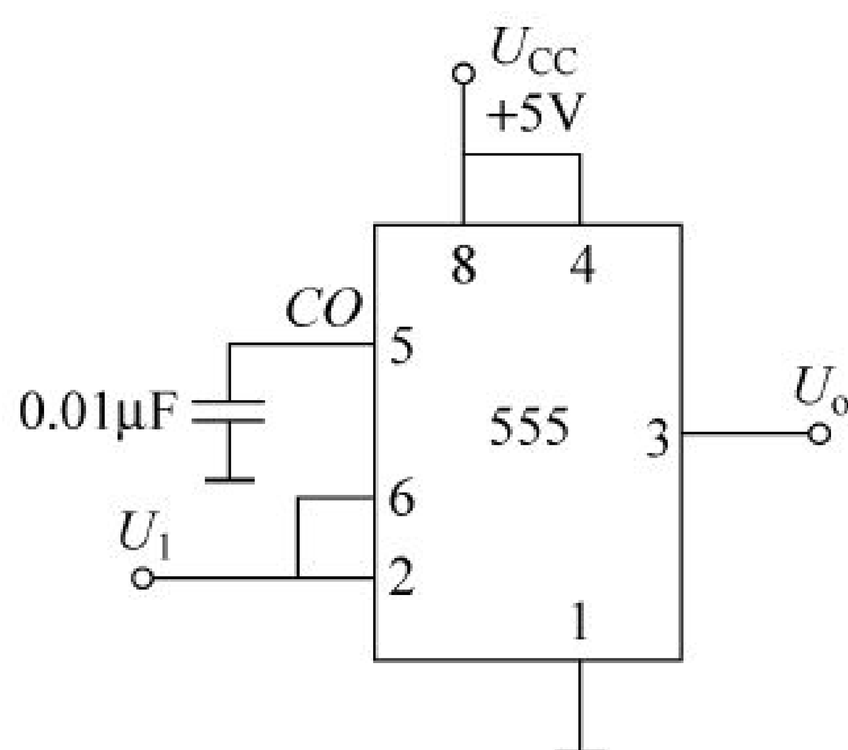


图8.99 题8-30图

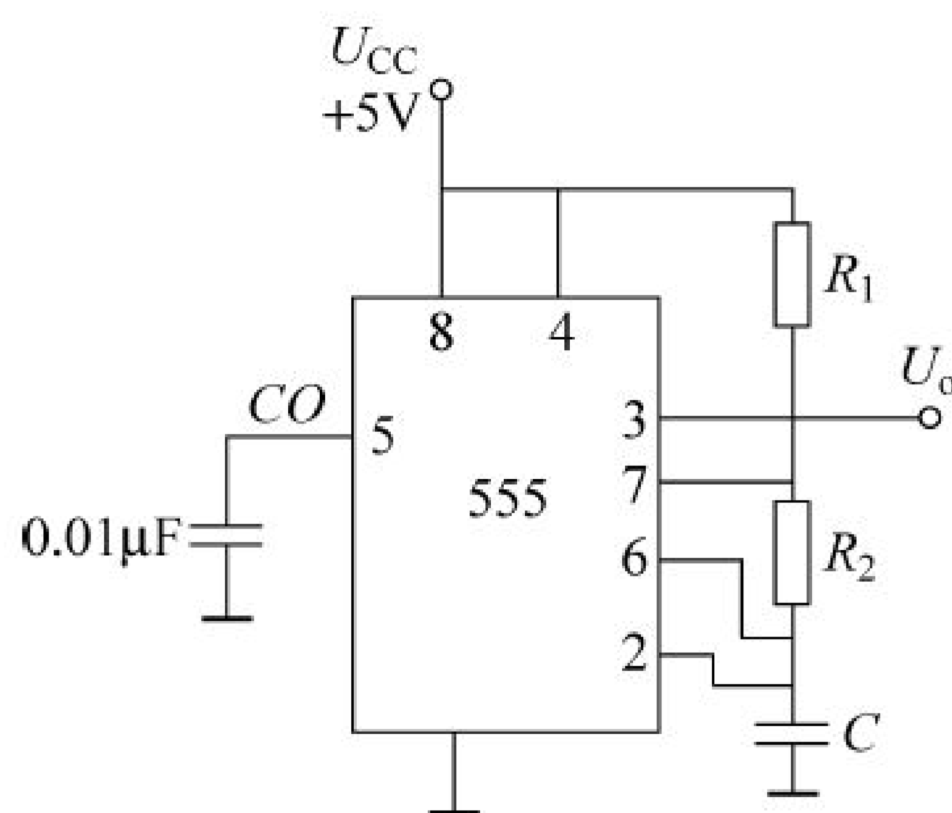


图8.100 题8-31图

自我测验题

（共 100 分，120 分钟）

一、填空题（每空 1 分，共 50 分）

1. 在时间上和数值上均作连续变化的电信号称为________信号；在时间上和数值上离散的信号称为________号。

2. 规定正逻辑用“1”表示________电平，“0”表示________电平。

3. 数字电路中，输入信号和输出信号之间的关系是________关系，所以数字电路也称为________电路。在________关系中，最基本的关系是________、________和________关系，对应的电路称为________门、________门和________门。

4. 三态门具有________态、________态和________态三种状态。

5. 数字电路中的晶体管通常工作在其输出特性曲线的________区或________区。

6. 在数字系统中用 4 位二进制代码表示十进制数码的编码方式称为________码，而最常用的为________码。

7. 两个与非门构成的基本 RS 触发器电路中不允许两个输入端同时为________，否则将出现逻辑混乱。

8. 时序逻辑电路的输出不仅取决于________的状态，还与电路________的现态有关。

9. ________触发器具有“空翻”现象，且属于________触发方式的触发器；为抑制“空翻”，人们研制出了________触发方式的 JK 触发器和 D 触发器。

10. JK 触发器具有________、________、________和________四种功能。欲使 JK 触发器实现 $Q^{n+1}=\overline{Q}^n$ 的功能，则输入端 J 应接________，K 应接________。

11. D 触发器的输入端子有________个。

12. 组合逻辑电路的基本单元是________，时序逻辑电路的基本单元是________。

13. 构成一个六进制计数器最少要采用________位触发器，这时构成的电路有________个有效状态，________个无效状态。

14. 对 24 个信号进行编码时，需要使用的二进制代码的位数至少是________。

15. 译码器的输入线为 4 根，输出线为________根。

16. TTL 与非门的 U_{off} 越________，U_{on} 越________，其抗干扰能力越强。

17. $F(ABCD)=CD$，它包含了________最小项。

18. 图 1 电路是将 JK 触发器转换成 D 触发器。设 Q 的初始状态为 0，在 $D=1$ 的情况下，当 CP 脉冲的________沿到来时，Q 变为 1。

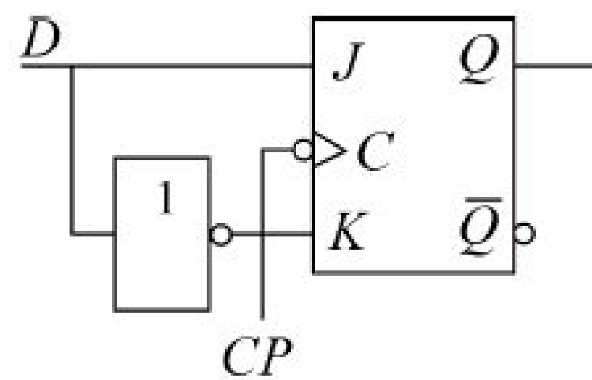


图　1

19. 将模拟量转换成数字量的装置称为________；将数字量转换成模拟量的装置称为________。

20. 二-十进制编码器的输入线为________根，输出线为________根。

21. ________的主要作用是暂时存放各种输入、输出和运算结果，它属于________逻辑电路。

二、判断题(每小题1分,共15分)

1. 组合逻辑电路的输出只取决于输入信号的现态。　(　　)
2. 已知逻辑功能,求解逻辑表达式的过程称为逻辑电路的设计。　(　　)
3. 编码电路的输入量一定是人们熟悉的十进制数。　(　　)
4. 组合逻辑电路中的每一个门都是一个存储单元。　(　　)
5. 由各种基本门组成的数字电路一定是组合逻辑电路。　(　　)
6. 使用4个触发器构成的计数器最多有16个有效状态。　(　　)
7. 同步计数器电路中各触发器的时钟脉冲 CP 不一定相同。　(　　)
8. 利用一个74LS90可以构成一个十进制的计数器。　(　　)
9. 半加器、全加器、寄存器属于组合逻辑电路。　(　　)
10. 基本 RS 触发器,当输入端 R、S 同时为0时,触发器的状态不定。　(　　)
11. 译码就是把特定含义的代码还原成一定的信息。　(　　)
12. 正逻辑的与门也是负逻辑的或。　(　　)
13. 无论是何种计算机只能处理数字信号。　(　　)
14. 二进制计数器也是二分频器。　(　　)
15. 所有的门电路都只有“0”“1”两个状态。　(　　)

三、选择题(每小题2分,共20分)

1. 十进制数100对应的二进制数为(　　)。

A. 1011110　B. 1100010　C. 1100110　D. 1100100

2. 逻辑函数中的逻辑“或”和它对应的逻辑代数运算关系为(　　)。

A. 逻辑加　B. 逻辑减　C. 逻辑乘　D. 逻辑除

3. 图2电路为由74LS90完成的(　　)计数器。

A. 二进制　B. 五进制　C. 九进制　D. 十进制

4. 逻辑电路如图3所示,灯 F 被点亮与开关 A、B、C 闭合的逻辑关系是(　　)。

A. $F=AB+C$　B. $F=ABC$　C. $F=A+B+C$　D. $F=(A+B)C$

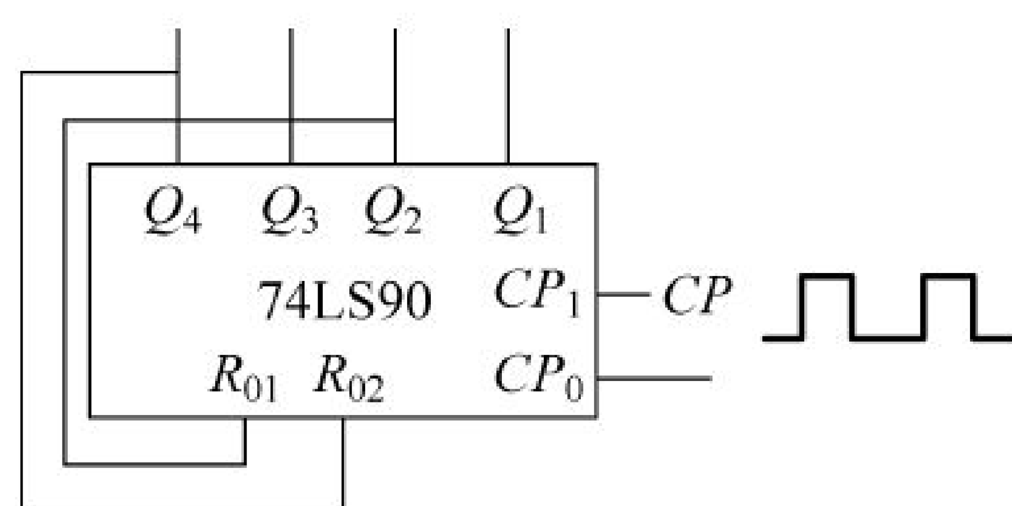


图　2

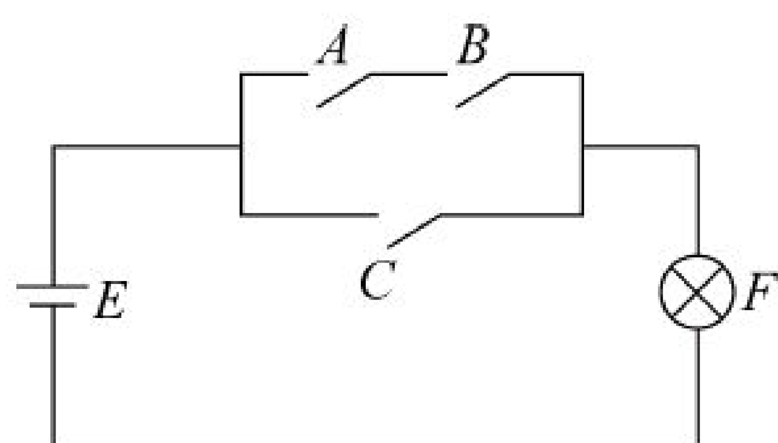


图　3

5. 图4所示电路完成的逻辑功能为(　　)。

A. 同或门　B. 异或门

C. 或门　D. 与或非门

6. 一个两输入端的门电路,当输入为1和0时,输出不是1的门是(　　)。

A. 与非门　B. 或门

C. 或非门　D. 异或门

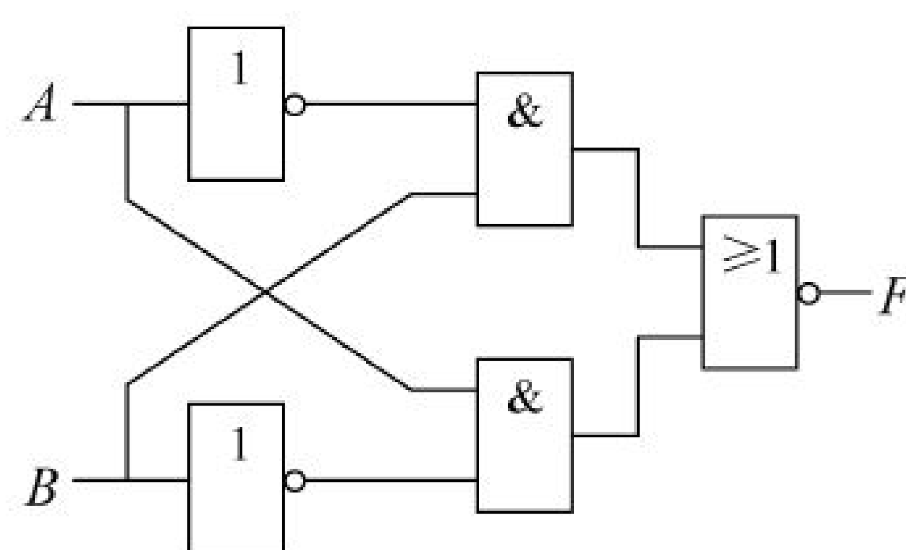


图　4

7. 欲使 D 触发器具有计数功能，应将 D 端(　　)。

A. 悬空　　B. 接于 $\overline{Q}$ 端　　C. 接于 Q 端　　D. 接高电平

8. D 触发器逻辑图如图 5 所示，欲使触发器置“0”，则应使(　　)。

A. $R_D=S_D=1$

B. S_D 接地，R_D 端加负脉冲

C. $R_D=1$，S_D 端加负脉冲

D. S_D 悬空，R_D 端加负脉冲

图 5

9. 图 6 所示电路中，二极管为理想元件，欲使二极管导通，其输入应为(　　)。

A. $X=Y=0$　　B. $X=0,\ Y=1$　　C. $X=1,\ Y=0$　　D. $X=Y=1$

10. 图 7 所示电路中，若 CP 脉冲的频率为 20kHz，则输出 Z 的频率为(　　)。

A. 20kHz　　B. 10kHz　　C. 5kHz　　D. 40kHz

图 6

图 7

四、计算分析题(共 15 分)

1. 已知某逻辑函数的真值表如下表所示，则其逻辑表达式是什么？该电路能完成什么功能？(4 分)

A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

2. 某组合逻辑电路如图 8 所示，试写出输出 F 的逻辑表达式并化简，列真值表，说明逻辑功能。(5 分)

图 8

3. 已知某计数器电路如图9所示,试分析该计数器实现的逻辑功能,并画出输出工作波形。设电路初始状态为“0”。(6分)

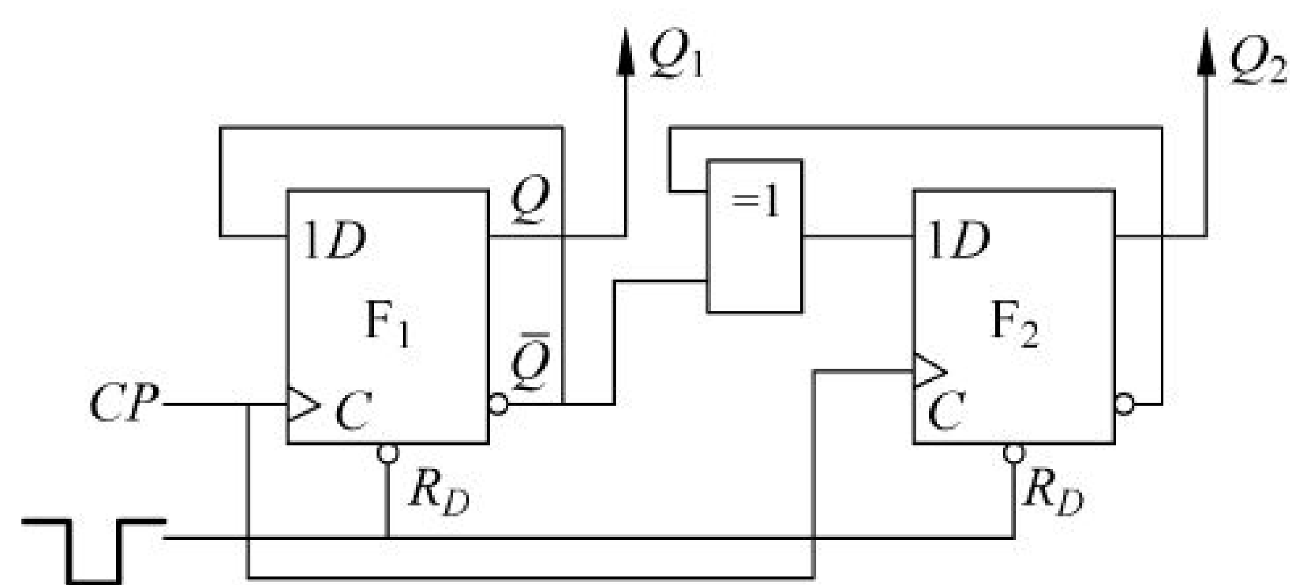


图 9

第 9 章

功率电子电路

学习要求：通过本章的学习，要求学习者应达到如下目标：

(1) 掌握晶闸管的工作特点与性能。

(2) 掌握电阻性负载下的单相可控整流电路的工作原理。会计算单相半波可控整流电路，单相桥式全控整流电路的输出电压与输出电流。

(3) 了解晶闸管逆变电路的基本工作原理。

(4) 了解直流斩波器的基本工作原理。

(5) 了解交流调压器的基本工作原理。

功率电子电路是以功率电子器件为基础，在 20 多年所发展起来的一种含有多种学科交叉的电子电路。而功率电子器件是用于对大功率电能进行变换和控制的大功率(通常指电流为数十安至数千安，电压为数百伏以上)电子器件。

各种功率电子器件均具有导通和阻断两种工作特性。根据其对导通与阻断的可控性，功率电子器件可分为 3 类，即不可控型器件、半控型器件、全控型器件。

由于半控型功率电子器件中普通晶闸管的应用最普遍，本章对其重点介绍。

9.1 晶 闸 管

晶闸管(thyristor)是硅晶体闸流管的简称，又称为可控硅(silicon controlled rectifier，SCR)。它是一种大功率变流器件，晶闸管的出现使半导体电子技术由弱电领域进入了强电领域，主要应用在可控整流、交流调压、无触点交直流开关、逆变和直流斩波等方面。晶闸管的种类很多，包括普通晶闸管、双向晶闸管、快速晶闸管、逆导晶闸管等。本节仅介绍普通晶闸管。

9.1.1 基本构造

晶闸管由四层半导体 PNPN、三个 PN 结(J_1、J_2 和 J_3)构成，具有三个电极。图 9.1 是它的结构示意图。由 P_1 和 N_2 分别引出阳极 A 及阴极 K，由 P_2 引出门极 G。

图 9.2 是晶闸管的外形及符号。其中，图(a)为螺栓式结构，螺栓为阳极 A；图(b)为平板式，中间金属环为门极 G，靠近门极的平面为阴极 K；图(c)是晶闸管的符号。

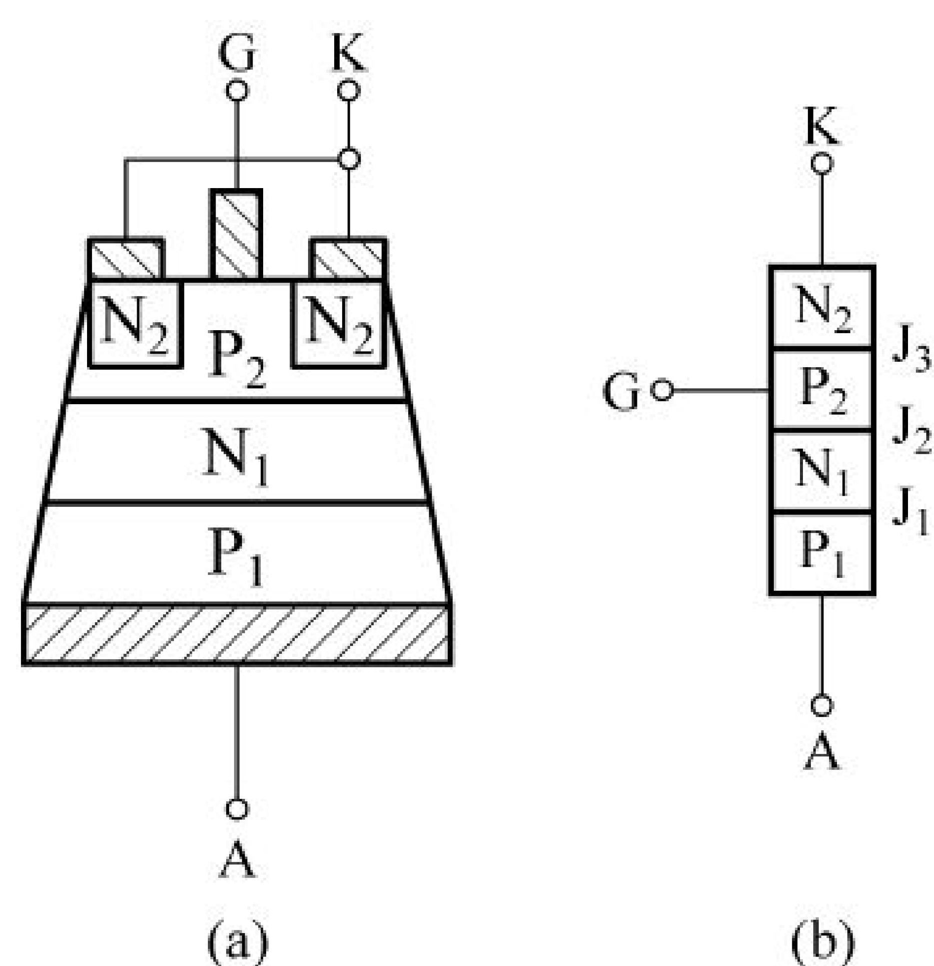


图 9.1　晶闸管结构示意图

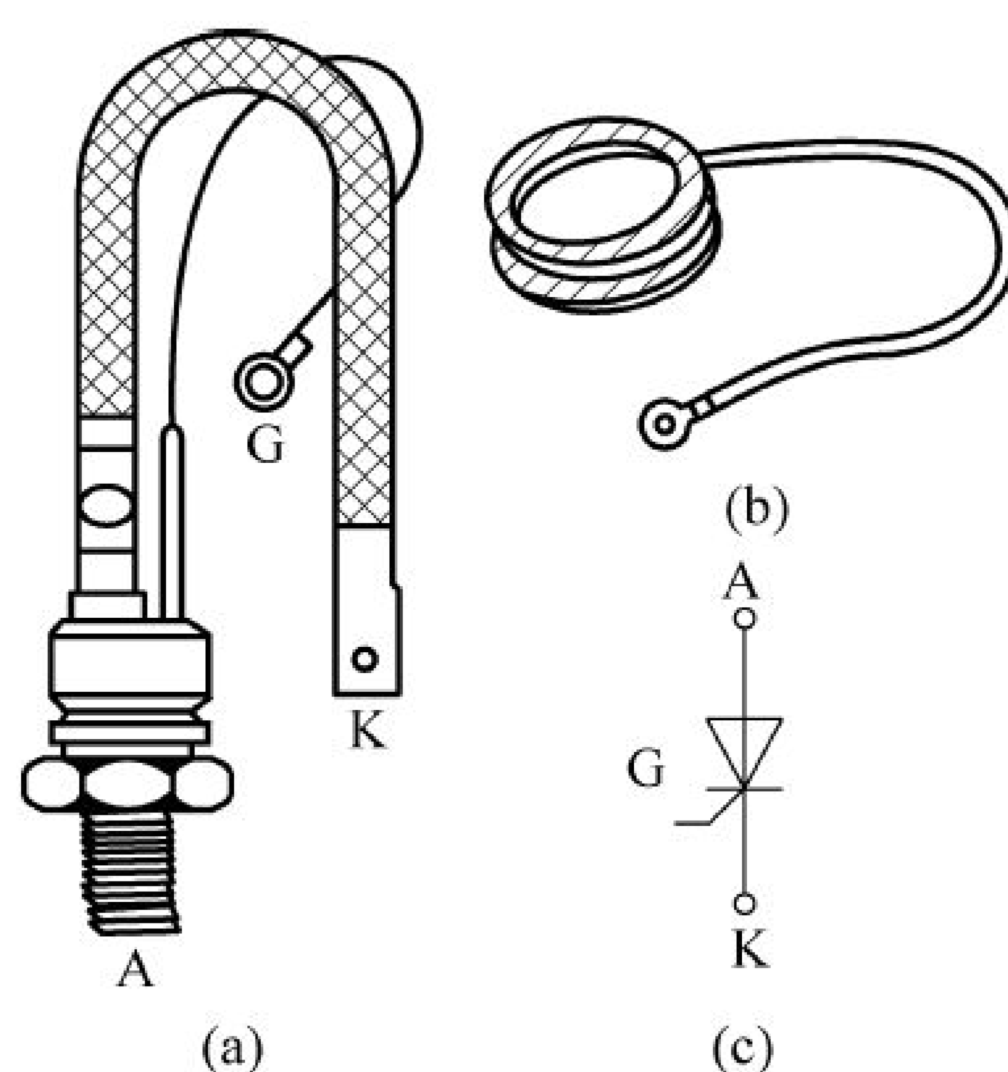


图 9.2　晶闸管外形及符号

9.1.2　工作原理

在说明晶闸管的性能时,应着重理解门极的作用。

1. 门极 G 和阴极 K 之间不加正向电压

若阳极 A 和阴极 K 之间加正向电压,由于 PN 结 J_1、J_3 正向偏置,而 J_2 反向偏置(参看图 9.1(b)),晶闸管不导通(称正向阻断)。当阳极 A 和阴极 K 之间加反向电压时,J_1、J_3 反向偏置,J_2 正向偏置,晶闸管也不导通(称反向阻断)。

2. 门极 G 和阴极 K 之间加正向电压

若 A、K 之间也加正向电压,门极电流 I_G 达到一定数值时,晶闸管导通。晶闸管导通以后,即使门极与阴极之间不加控制电压,甚至加反向电压,也不会影响晶闸管导通情况及阳极电流的大小,此时门极失去控制作用。

3. 阳极 A 和阴极 K 加反向电压

由于 J_1、J_3 反向偏置,此时无论门极 G 与阴极 K 之间是否加有电压,晶闸管均不能导通。

为了说明晶闸管导通的原理,把晶闸管看成由 PNP 和 NPN 型两个三极管组合而成,如图 9.3 所示。VT_1 为 PNP 型管,VT_2 为 NPN 型管,每个晶体管的基极与另一晶体管集电极相连。阳极为 VT_1 的发射极,阴极为 VT_2 的发射极,门极为 VT_2 的基极。

当阳极和门极均加正向电压时,在控制极正向电压 U_G 的作用下,产生的门极电流 I_G(即 I_{B2})经 VT_2 放大后形成 $I_{C2}=\beta_2 I_G$,而 I_{C2} 又是晶体管 VT_1 的基极电流,VT_1 的集电极电流 $I_{C1}=\beta_1\beta_2 I_{B2}=\beta_1\beta_2 I_G$($\beta_1$ 和 β_2 分别为 VT_1 和 VT_2 的电流放大系数)。此电流又流入 VT_2 的基极,再一次放大,如此循环,形成了强烈的正反馈,使两个晶体管很快进入饱和导通状态。这就是晶闸管的导通过程。这个过程一般只有几微秒。晶闸管导通后,其正向压降 U_{AK} 一般为 0.6～1.2V。此时即使去掉门极与阴极之间的电压,由于其本身的正反馈作用

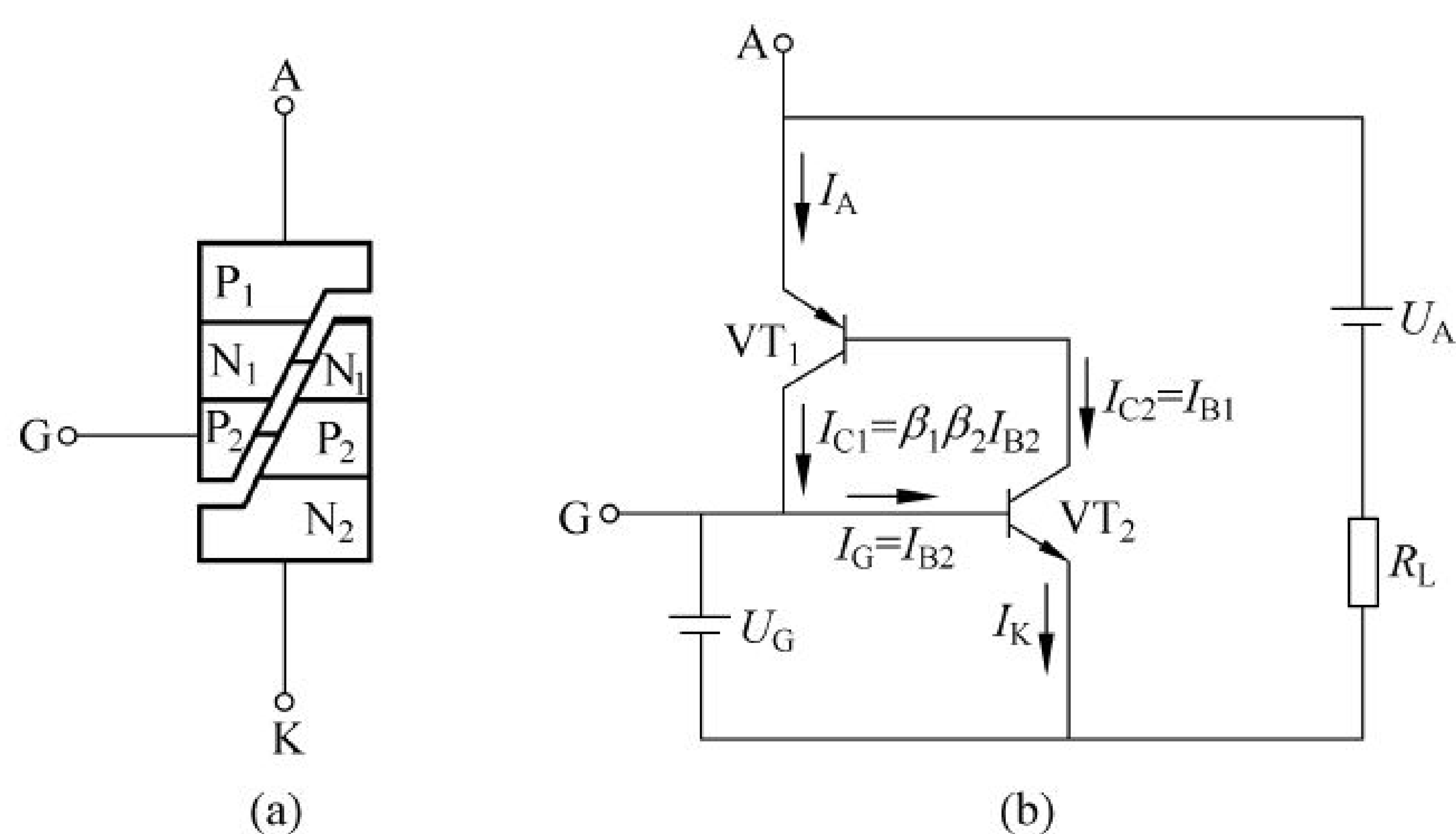


图 9.3　晶闸管工作原理电路

仍能维持导通。所以门极电压 U_G 的作用仅仅是触发晶闸管的导通。

要想使晶闸管由导通变为阻断状态,必须将阳极电流 I_A 减小到不能维持正反馈过程,晶闸管自行关断。这个最小电流称为维持电流。

综上所述,晶闸管的导通条件如下:

(1) 阳极和阴极间加正向电压。

(2) 门极和阴极间加正向触发电压。

(3) 阳极电流不小于维持电流。

不满足上述条件,晶闸管不能导通而呈阻断状态,所以晶闸管是一个可控的单向导电开关。它与二极管相比,差别在于晶闸管的正向导通受门极电流的控制,与晶体三极管相比,其差别在于晶闸管对门极电流没有放大作用。

9.1.3　伏安特性

晶闸管的导通和阻断是由电压 U_{AK} 和电流 I_A 及门极电流 I_G 等决定的,这几个量的相互关系常用伏安特性曲线表示,如图 9.4 所示。曲线表明,在晶闸管门极电流 $I_G=0$ 的情况下,阳极、阴极间加正向电压,当此电压小于某一数值范围时,阳极电流一直很小,这个电流称为正向漏电流。这时,晶闸管处于正向阻断状态。当正向电压上升到某一数值,虽然 $I_G=0$,晶闸管也会由阻断状态突然转化为导通,这时的电压称为正向转折电压 U_{BO}。

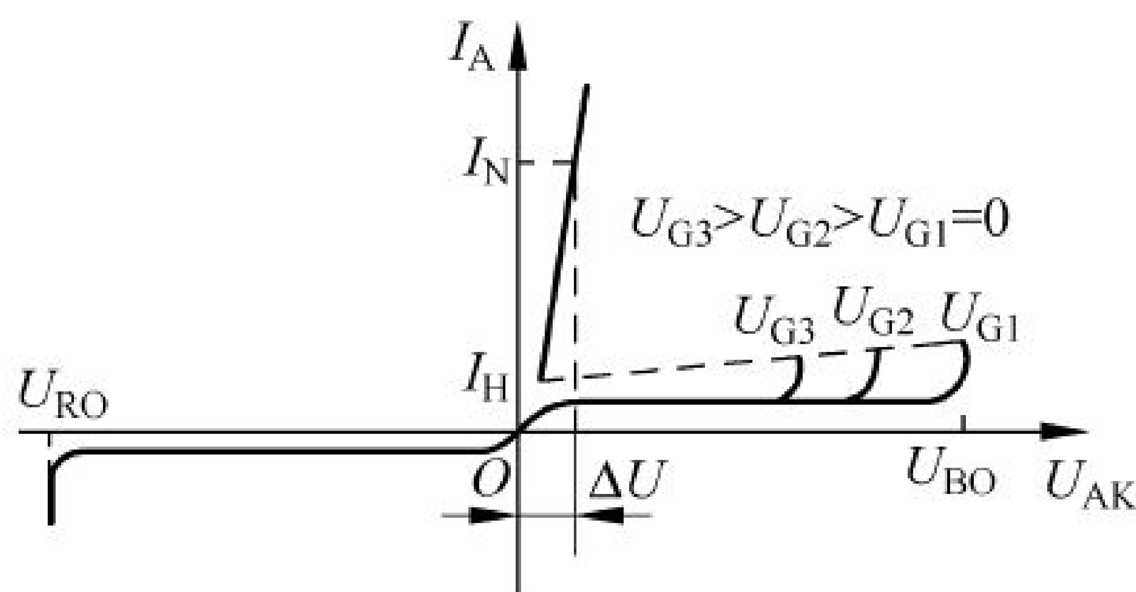


图 9.4　晶闸管伏安特性曲线

当门极加上正向电压,即 $I_G>0$ 时,晶闸管仍有一定的正向阻断能力,但此时使它从正向阻断转化为正向导通所需要的阳极电压值,比正向阻断电压值要低,I_G 越大,低得越多。特性曲线上画出了几条门极电流对晶闸管转折电压影响的曲线。

晶闸管导通后可以通过很大的电流,而它本身的压降只有 1V 左右,因此这段曲线靠近纵轴而且陡直。

晶闸管的反向伏安特性与一般二极管相似,当反向电压在某一数值以下,只有很小的反

向漏电流,即晶闸管处于反向阻断状态。当反向电压升高到某一数值,反向漏电流急剧增大,这时所对应的电压称为反向击穿电压 U_{RO}。

9.1.4 主要参数

晶闸管的参数是正确使用该器件的依据,必须了解其意义。

(1) 正向断态重复峰值电压 U_{FRM}

U_{FRM} 指门极断路时,在额定结温下,允许重复加在器件上的正向峰值电压。

(2) 反向重复峰值电压 U_{RRM}

U_{RRM} 指门极断路时,在额定结温下,允许重复加在器件上的反向峰值电压。

(3) 额定电压 U_T

通常取 U_{FRM} 和 U_{RRM} 中较小的一个数值为正反向重复峰值电压,标为器件的额定电压。

(4) 通态平均电流 I_T

I_T 为在规定环境温度和标准散热条件下,允许通过工频正弦半波电流的平均值,也称额定正向平均电流,简称正向电流。该电流值与环境温度、散热条件、导通角及每个周期内元件的导通次数有关。

(5) 维持电流 I_H

在规定环境温度、门极断路情况下,维持器件继续导通所需的最小电流称为维持电流。如果通过器件的电流小于 I_H,器件自行关断。

(6) 门极触发电压 U_G,触发电流 I_G

U_G 和 I_G 是在规定的环境温度和阳极与阴极之间加一定正向电压条件下,使晶闸管由阻断状态变为导通状态所需要的最小门极电压和门极电流。

9.1.5 晶闸管触发电路

晶闸管由阻断变为导通的条件,除在阳极和阴极之间加上正向电压外,还必须在门极和阴极之间加上适当的触发信号。触发信号电压由触发电路产生。这个触发信号可以是交流、直流,也可以是短暂的脉冲电压。触发电路的种类很多,可以由分立元件组成,也可以由集成电路组成。

为保证晶闸管工作,触发电路必须满足以下要求:

(1) 触发脉冲要有足够的功率;

(2) 触发脉冲应有一定的宽度;

(3) 触发脉冲必须与主电路同步;

(4) 触发脉冲要有一定的移相范围。

本节主要讨论常用的单结晶体管触发电路。

1. 单结晶体管的结构和特性

单结晶体管(又称双基极二极管)的结构示意图和符号见图9.5(a)、(b)。在一块高电

阻率的 N 型硅半导体基片上，引出两个欧姆接触的电极，即第一基极 b_1 和第二基极 b_2。在两个基极之间靠近 b_2 处，用合金法或扩散法渗入 P 型杂质，引出发射极 e。当基极 b_1 和 b_2 之间没有外加电压时，发射极对基极表现出二极管的单向导电性。在 b_1 和 b_2 之间加正向电压，即 b_2 接正，b_1 接负后，则 e 与 b_1 之间呈高阻特性。但是当 e 的电位达到 b_1、b_2 之间电压的某一百分数时，e、b_1 之间立即变成低电阻，这就是单结晶体管最基本的特点。

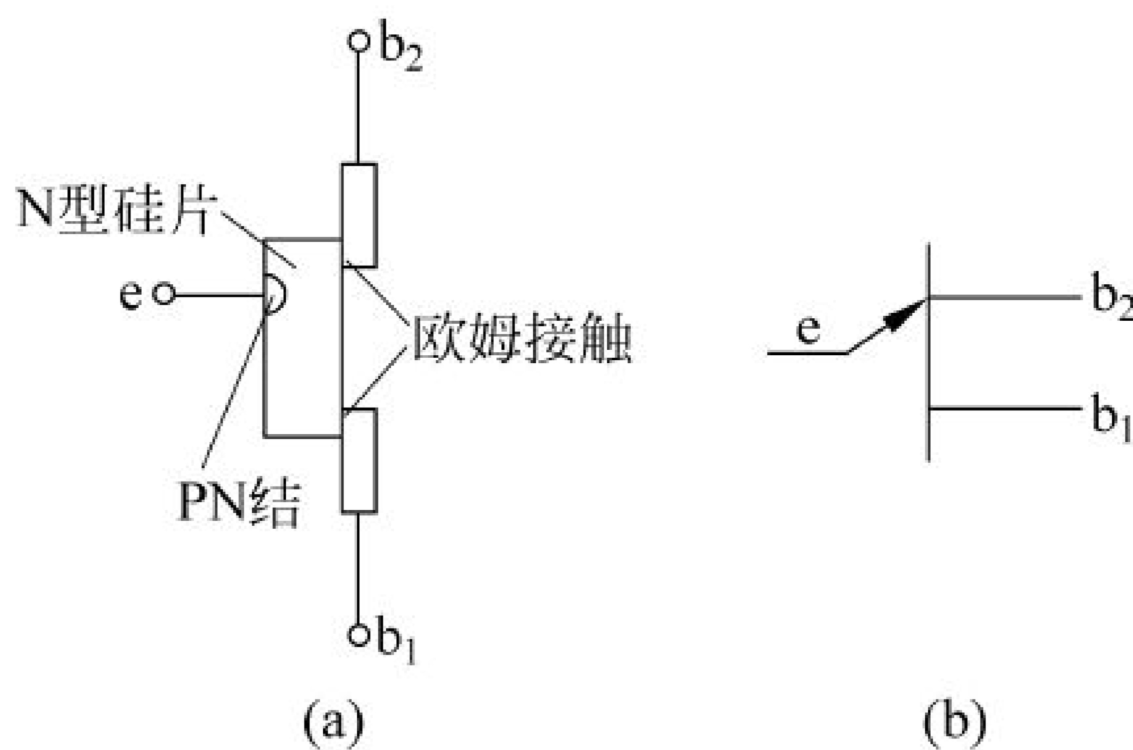


图 9.5　单结晶体管结构及符号

图 9.6 为单结晶体管特性实验电路和其等效电路。开关 S 闭合，b_1、b_2 间加电压 U_{bb}，A 点对 b_1 点的电位为 $U_A=\dfrac{R_{b1}}{R_{b1}+R_{b2}}U_{bb}=\eta U_{bb}$，其中 η 为分压比，是单结晶体管的主要参数之一。下面由图 9.7 分析单结管发射极的伏安特性。当 U_e 从零增加，但小于 U_A 时，等效二极管 VD 处于反向偏置，I_e 为 PN 结的反向漏电流。当 $U_e=U_A$ 时，VD 处于零偏置，$I_e=0$ 仍处于截止状态。当 $U_e>U_A$ 且小于 U_A+U_D 的管压降 U_D 时，VD 虽处于正偏，但仍小于 VD 正向导通时的管压降 U_D，因此 I_e 仍很小，单结管处于截止状态。当 $U_e>U_A+U_D$ 后，单结管呈现负阻特性，U_e 减小而 I_e 增大。这是因为二极管 VD 导通后大量的载流子流入 A 点和 b_1 间的硅片，因此 R_{b1} 迅速减小。硅片上的分压也发生变化，U_A 下降，因而 U_e 下降。从外电路看，$U_e=E_e-I_eR$，由于 I_e 增加，U_e 虽然下降，但由于 U_A 下降更多，所以 PN 结处于更大的正偏，因而更多的载流子注入硅片中，促进 R_{b1} 进一步减小，I_e 又进一步增加，形成正反馈。图中 PV 段称为负阻区，从截止区变为负阻区的转折点称为峰点，该点电压和电流称为峰点电压 U_P 和峰点电流 I_P，$U_P=\eta U_{bb}+U_D$。当 I_e 增大，U_e 减小到 V 点时，负阻特性结束。V 点称为谷点，相应的电压和电流称为谷点电压 U_V 和谷点电流 I_V。谷点以右区域为饱和区。

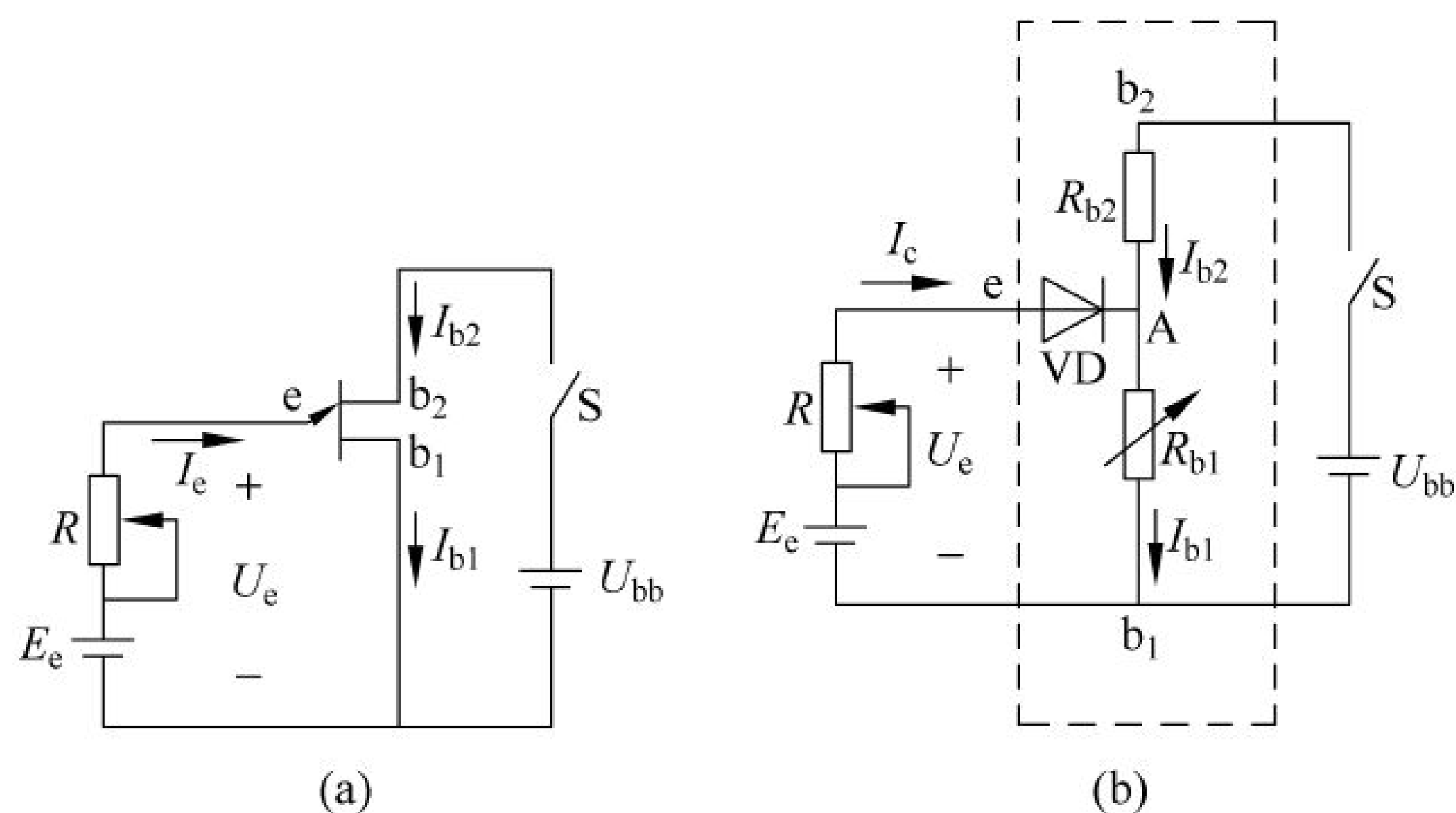


图 9.6　单结晶体管特性实验电路及等效电路

2. 单结晶体管弛张振荡电路

图 9.8 为单结晶体管弛张振荡电路及相应波形图。接通电源 E 后，电容 C 通过 R 充电，时间常数为 RC。当电容电压 u_C 达到单结晶体管的峰点电压 U_P 时，e、b_1 导通，单结晶

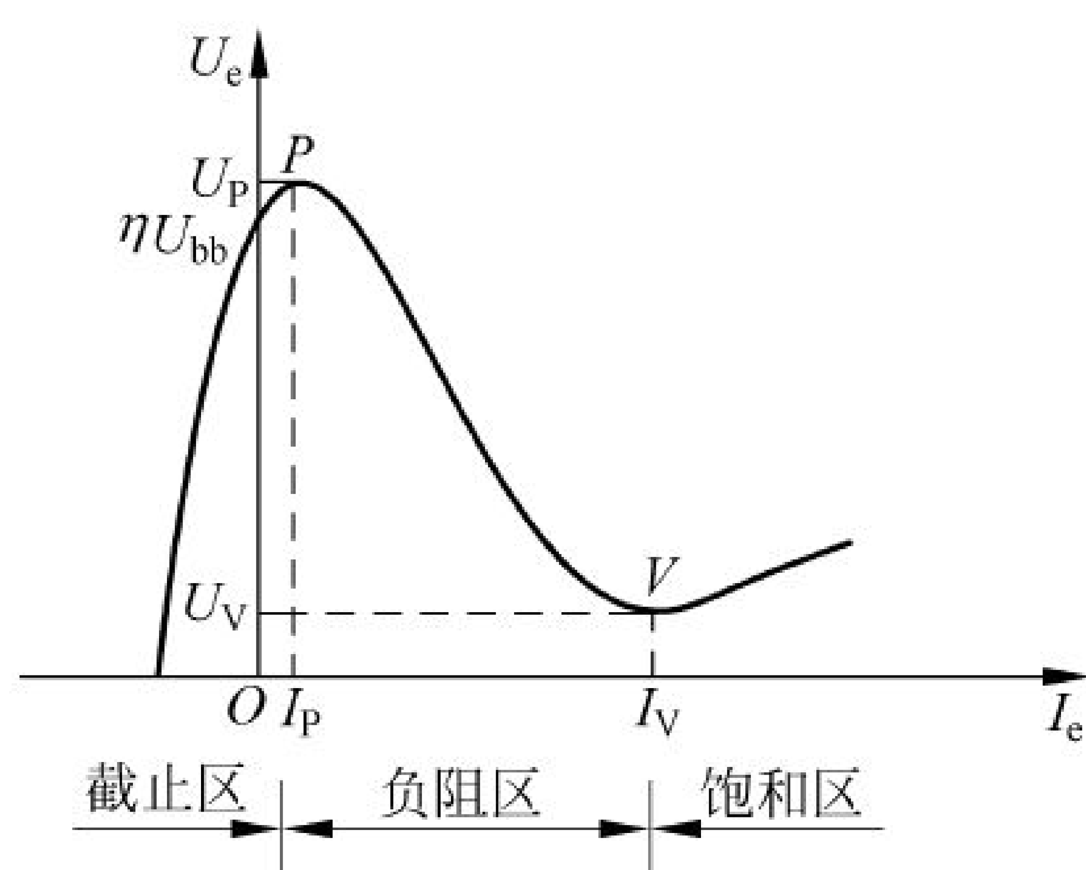


图 9.7 单结晶体管发射极伏安特性

体管进入负阻状态,电容 C 通过 e、b_1 结向 R_1 放电,时间常数为$(R_1+R_{b1})C$。与此同时,由于 R_{b1} 迅速减小,电流 I_{b2} 迅速增大,并且流过 R_1,因此在 R_1 上得到正向电压。当电容放电,u_C 降至谷点电压 U_V,放电结束后,而且电源 E 经 R 提供的电流小于谷点电流 I_V 时 e-b_1 之间由于电流减小,电阻 R_{b1} 迅速增大,U_A 点电压迅速上升,等效二极管 VD 处于反偏,单结管恢复阻断状态,R_1 电压下降为零。电容电压从 U_V 开始重新充电,重复上述过程。这就是单结晶体管自振荡电路的工作原理。由于电容 C 的放电时间常数 $\tau_2=(R_1+R_{b1})C$ 远小于充电时间常数 $\tau_1=RC$,所以 u_C 为锯齿波,R_1 上的电压 u_{R1} 为正向脉冲,如图 9.8 所示。

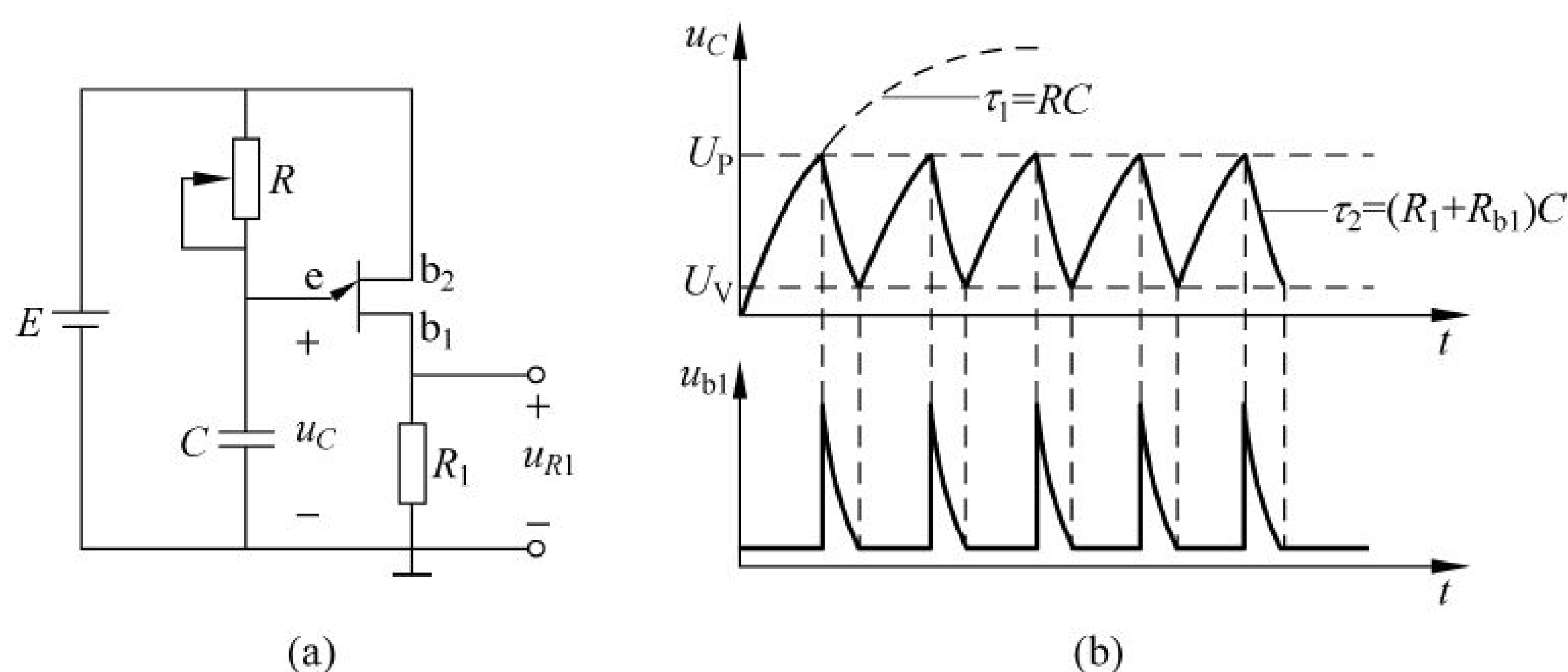


图 9.8 单结晶体管弛张振荡电路

由图 9.8 的波形图可以看出,电容 C 充电速度越快,脉冲波越密,第一个脉冲发出的时间就越提前,控制角 α 越小,改变电阻 R,可以改变电容 C 的充电速度,从而控制振荡周期 T 的大小,达到控制触发脉冲移相的目的。对于要求触发脉冲与主电路同步的问题,通常采用与主电路交流电源共用一个电源变压器,取得二次电压后经整流、削波后,得到梯形波作为触发电路的真正电源来代替图 9.8(a)中的理论电源 E。

9.1.6 晶闸管的使用注意事项

晶闸管属于功率电子器件,大多工作在大功率状态,使用时应注意如下几点:

(1) 采取过电流保护措施,常用的方法有设置快速熔断器、过电流继电器和触发电路的脉冲移相保护。

(2) 采取过电压保护措施,常用的方法有阻容吸收保护装置,硒堆和压敏电阻保护。

(3) 严格遵守晶闸管的规定工作条件,例如,空气温度、湿度、周围环境等。

(4) 符合规定的冷却条件,通常5A以上的晶闸管要安装散热器。根据功率的不同有自然散热(20A以下),风冷(30～100A),水冷或油冷(200A以上)。

9.2　单相可控整流电路

将交流电变换为大小可控的脉动直流电的过程称为可控整流。能够实现可控整流作用的电路称为可控整流电路。本节学习最常见的两种单相可控整流电路,主要分析其基本的工作原理,并从中引出一些概念,再给出一些数量计算关系式。

9.2.1　单相半波可控整流电路

1. 电阻性负载

在生产实际中,有一些负载基本上是属于电阻性质的,例如电加热炉、电解装置、电镀装置等。这些负载的特点是:两端的电压和通过它的电流总是成正比关系,两者的波形形状相同。图9.9(a)所示为最简单的单相半波可控整流电路。变压器T用来变换电压。变压器一次和二次电压分别用u_1和u_2表示,如图9.9(b)所示,其有效值分别用U_1和U_2表示,R是电路的负载电阻。u_d为负载上的直流电压,i_d为负载中的电流。

在u_2的正半周的$0\sim\omega t_1$区间,晶闸管VT虽然承受正向阳极电压,但门极上没有触发脉冲u_g,因此不会导通,VT相当于开关断开,负载电阻中的电流i_d及电压u_d皆为零,电源电压u_2全部加在了晶闸管VT两端。当在$\omega t=\omega t_1$的时刻,门极触发脉冲到来,如图9.9(c)所示,晶闸管被触发导通,当忽略晶闸管导通后的管压降(约为1V),负载上电压u_d的波形和电源电压u_2的波形是一样的,即$u_d=u_2$,$i_d=\frac{u_d}{R}$。这一导通状态一直维持到$\omega t=\pi$,u_2减少到零为止。在u_2负半周内,晶闸管因承受反向电压而处于阻断状态,负载电压u_d和负载电流i_d皆为零。直到电源电压u_2的下一个周期的正半周,即$\omega t=2\pi+\alpha$时,又加上门极触发信号u_g、晶闸管再次被触发导通,负载上又形成u_d与i_d。如此不断重复下去,负载上电压波形如图9.9(d)所示。如果改变门极触发信号到来的时刻,即α角,则输出电压u_d和电流i_d的波形也相应变化,但极性不变总是脉冲的直流。

从图9.9(e)可见,晶闸管所承受的最大正、反向电压为$\sqrt{2}U_2$。

从晶闸管开始承受正向电压起到触发导通为止对应的电角度称为控制角$\alpha(0°\sim\omega t_1)$,晶闸管导通后对应的电角度称为导通角$\theta(\omega t_1\sim\pi)$,故$\theta=\pi-\alpha$。整流电路输出的平均电压为

$$\begin{aligned}U_d&=\frac{1}{2\pi}\int_\alpha^\pi\sqrt{2}U_2\sin(\omega t)\,d(\omega t)\\&=\frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi}(1+\cos\alpha)=0.45U_2\,\frac{1+\cos\alpha}{2}\end{aligned}\tag{9.1}$$

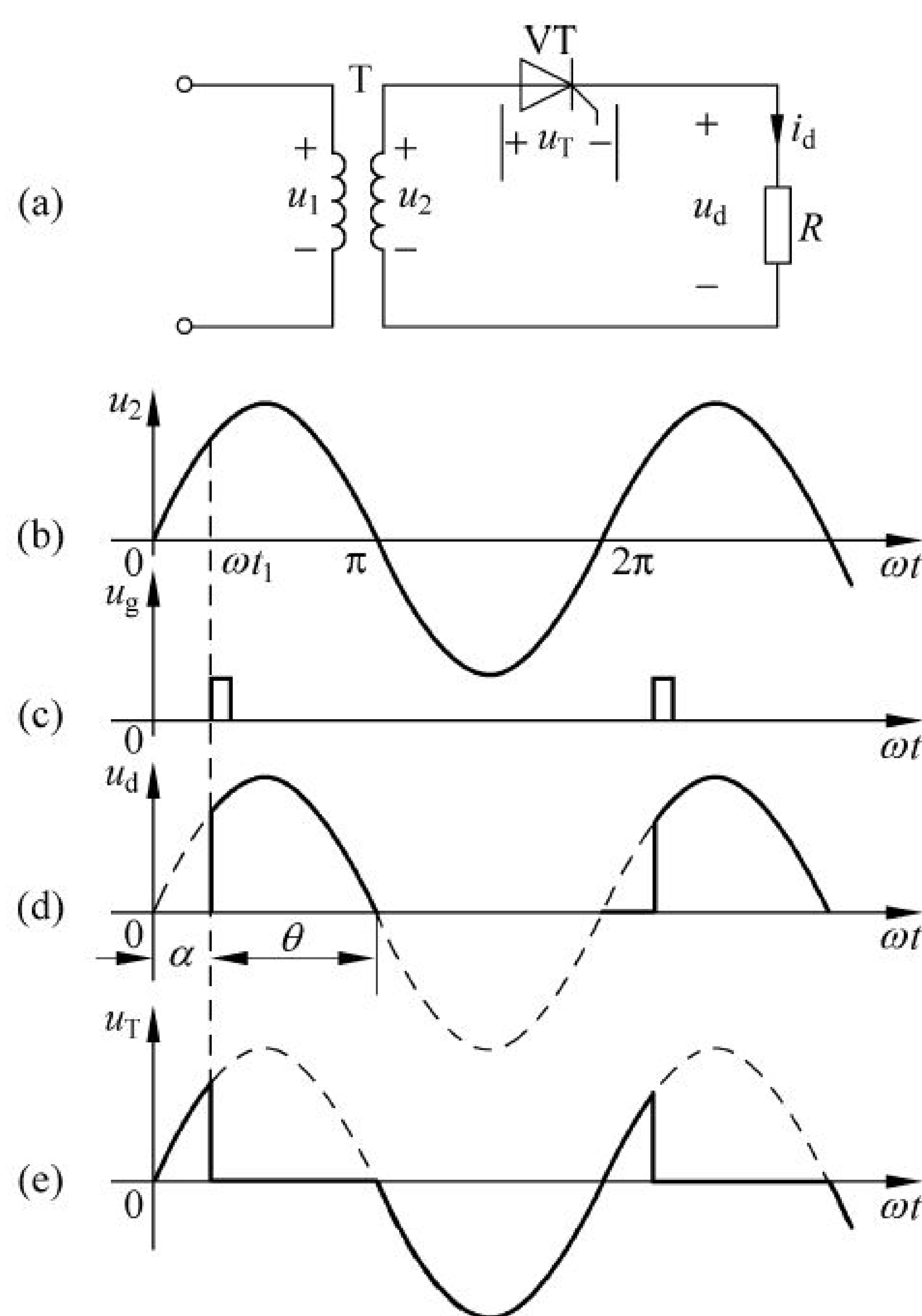


图 9.9　晶闸管单相半波相控整流电路及波形

(a) 单相半波可控整流电路；(b) u_2 波形；(c) 触发脉冲；(d) u_d 波形；(e) u_T 波形

负载电阻上的电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} = 0.45\frac{U_2}{R} \cdot \frac{1-\cos\alpha}{2} \tag{9.2}$$

可见，U_d 是 α 角的函数，即只要改变控制角 α，就可以控制改变 U_d，因此称为单相半波可控整流电路。控制角 α 越小，U_d 就越大。当 $\alpha=0°$时，晶闸管全导通，相当于二极管整流，输出为最大，即 $U_{d0}=0.45U_2$；而当 $\alpha=180°$时，整流输出电压为零。

可见，晶闸管可控移相范围为 0°～180°。

2. 电感性负载

当整流电路的直流负载的感抗 ωL 与电阻 R 的大小相比不可忽略时，这种负载称为电感性负载。属于这种负载的有电机的励磁绕组和输出端串接的电抗器等，其原理电路如图 9.10(a)所示。

在 u_2 正半周的 $0\sim\omega t_1$ 区间，虽然晶闸管承受正向阳极电压，由于没有门极控制信号 u_g，晶闸管不导通，输出电压 u_d、电流 i_d 皆为零。当在 $\omega t=\omega t_1$ 时刻，门极触发信号到了，晶闸管触发导通。电源电压 u_2 施加在负载之上，输出电压 $u_d=u_2$，但是由于负载中电感 L 的作用，负载电流只能从零逐渐增加$\left(\text{若是电阻负载，电流 } i_d \text{ 会立即上升为}\frac{u_d}{R}\right)$。在 i_d 从零值逐渐上升到最大值的过程中，在电感 L 两端会产生一个上正下负的感应电压 u_L，阻止电流增大。从能量角度看，这时，电源提供的能量，一部分供给负载中的电阻，一部分成为负载中电感 L 的储能。但作用在晶闸管阳极和阴极之间的电压 $u_T=u_2-u_L$ 仍为正向电压，晶闸

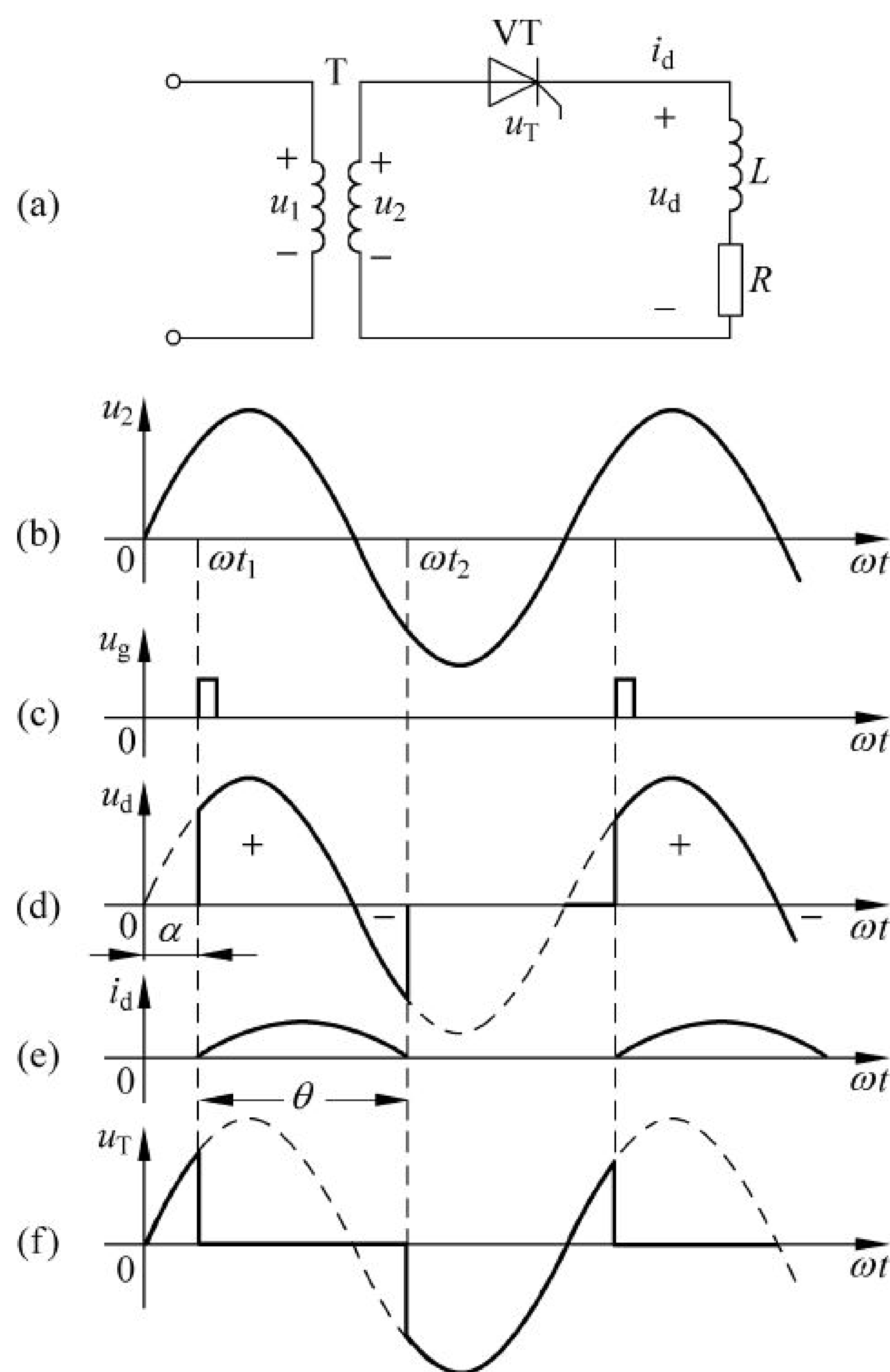


图 9.10　感性负载下的半相半波可控整流电路及波形

管就继续导通。当电源电压 u_2 的峰值下降一段时间后，电流 i_d 开始由最大值减小，会在电感两端产生一个上负下正的感应电压 u_L 阻止 i_d 的减小，由于有电感电压的存在，晶闸管电压$u_T=u_2+u_L$ 仍大于零，晶闸管继续承受正向电压导通。电感释放储存的能量，除了供给负载中电阻消耗外，还把一部分能量回馈电网。此后，i_d 电流继续减少，当电感 L 的储能全部释放完后，$i_d=0$，晶闸管关断，承受 u_2 的反向电压。待下一个周期的正半周，在 $\omega t=2\pi+\alpha$ 时，晶闸管再次被触发导通，如此循环下去，得到如图 9.10 所示的波形。

观察图 9.10(d)、(e)的电压电流可见，电感性负载时，输出电压 u_d、电流 i_d 的波形与电阻负载时完全不同。由于电感 L 的作用(i_d 的变化落后于电压 u_d 的变化)使晶闸管从 α 时刻触发导通，到 $\alpha+\theta$ 时关断，负载两端电压波形出现部分负值，因而使输出直流电压的平均值下降，并且电感 L 越大，u_2 进入负半周后，L 维持晶闸管导通时间就越长，u_d 波形中负值面积就越大，输出电压平均值 u_d 也就越小。

为了解决电感性负载的上述问题，要在整流电路的负载两端并联一个二极管(称为续流二极管)。当电源电压过零变负时，电感 L 的感应电压 u_L 使续流二极管导通，电感 L 经二极管释放磁场能量，同时，电源的反向电压 U_2 经导通的二极管使晶闸管迅速关断，因此 u_d 的波形与电阻性负载一样，不会出现负电压。i_d 电流的波形则与电阻性负载完全不同，它由两部分合成而得：u_2 正半周，i_d 电流经过导通的晶闸管形成，u_2 的负半周晶闸管关断，i_d 电流由续流二极管维持，故 $i_d=i_T+i_{VD}$。了解了续流二极管的作用，读者可试着自己画出带续流二极管的单相半波可控整流电路中 u_d、i_d 的波形。

9.2.2 单相全控桥式整流电路

在一般小容量的晶闸管整流装置中,较多的是用单相桥式可控整流电路。在单相桥式整流电路中,把4个整流管都换成晶闸管,就组成了单相全控桥式整流电路。下面仅就电阻性负载,分析单相全控桥式整流电路的工作原理。

单相全控桥式整流电路如图9.11(a)所示。晶闸管 VT_1 和 VT_4 组成一对桥臂,晶闸管 VT_2 和 VT_3 组成另一对桥臂。

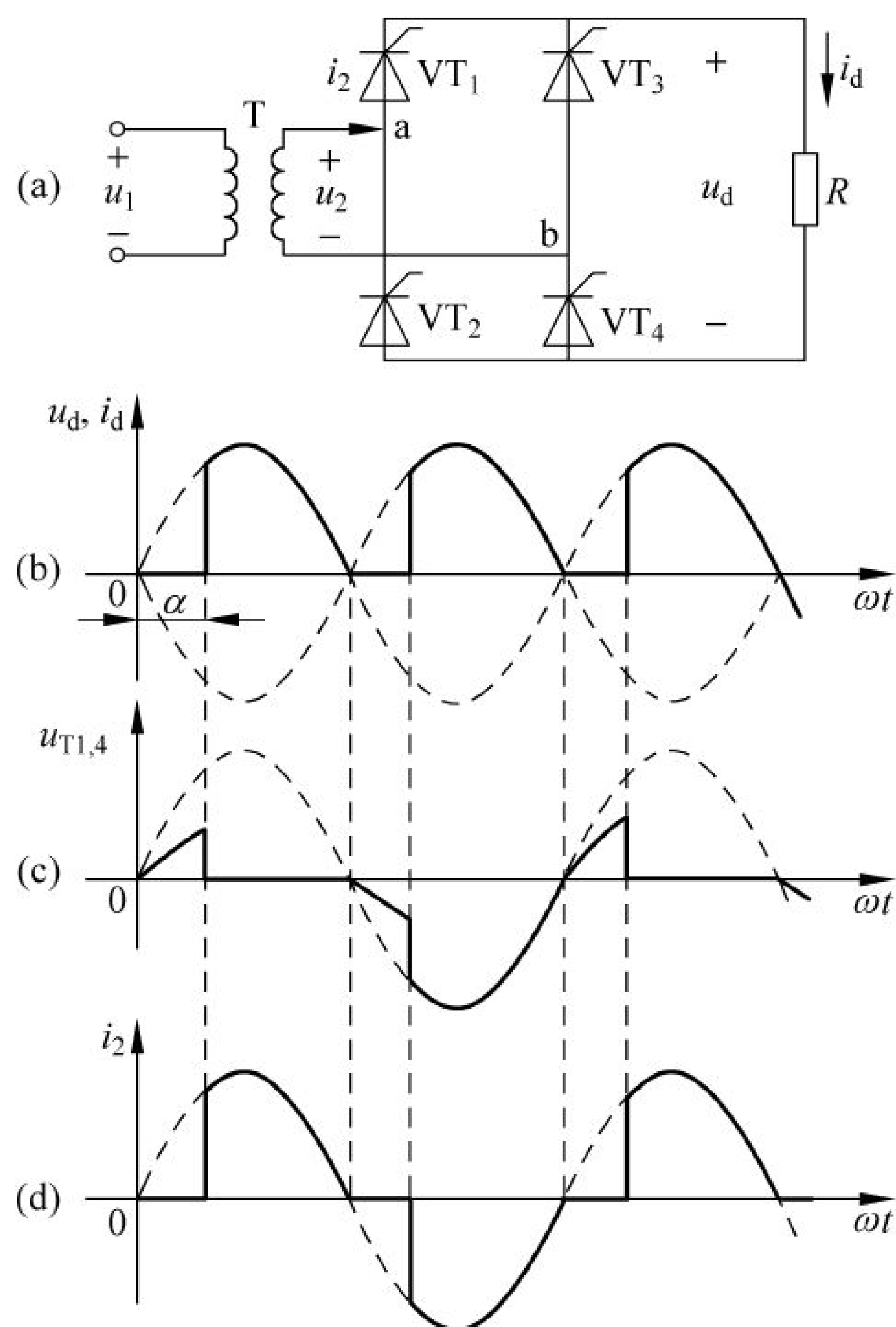


图9.11 阻性负载时,单相全控桥式整流电路及波形

(a) 电路;(b) u_d、i_d 波形;(c) $u_{T1,4}$ 波形;(d) i_2 波形

在电源电压 u_2 为正半周的 $\omega t=0$ 到 π 区间内,a 点为正,b 点为负。晶闸管 VT_1、VT_4 承受正向阳极电压,当 $\omega t=\alpha$ 时,触发脉冲 u_g 来到,VT_1、VT_4 被触发导通,电流沿 $a \to VT_1 \to R \to VT_4 \to b$ 流通,使电源电压 u_2 加到负载电阻上。VT_1、VT_4 一直导通到 $\omega t=\pi$ 为止,此时因电源电压 u_2 过零点,晶闸管阳极电流也下降为零而关断。这期间的 u_2 对 VT_2、VT_3 来说承受反向电压而处于阻断状态。

在电源电压 u_2 为负半周的 $\omega t=\pi$ 到 2π 区间内,b 点为正,a 点为负。VT_2、VT_3 承受正向阳极电压。在 $\omega t=\pi+\alpha$ 时,触发脉冲触发 VT_2、VT_3 导通,整流电流沿 $b \to VT_3 \to R \to VT_2 \to a$ 流通,并且在负载电阻 R 上得到与正半周相同方向的电压与电流。VT_3、VT_2 一直导通到 $\omega t=2\pi$ 为止,此时电源电压 u_2 再次过零点、阳极电流为零而关断。同样在这期间的 u_2 对 VT_1、VT_4 来说承受反向电压而阻断。晶闸管 VT_1、VT_4 和 VT_2、VT_3 在对应的时刻

不断相互交替导通、关断、周而复始循环工作下去，其波形如图9.10所示。

由于负载在两个半波中都有电流通过，属全波整流。一个周期内整流电压脉动二次，脉动程度比半波时要小。变压器二次绕组中，两个半周期的电流方向相反且波形对称，如图9.11(d)所示，因此不存在半波整流电路中的直流磁化问题，并提高了变压器绕组的利用率。

由于当一对桥臂上的晶闸管导通时，电源电压 u_2 直接加在另一对晶闸管的两端，因此晶闸管承受的最大反向电压为$\sqrt{2}U_2$。至于承受的正向电压，在晶闸管均不导通时，假设其漏电阻都相等，则其最大值为$\sqrt{2}U_2/2$。

整流输出电压的平均值为

$$U_d = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{2}U_2\sin(\omega t)\,d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}\times\frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9U_2\,\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{9.3}$$

它是半波电路输出电压的2倍。当 $\alpha=0°$时，相当于不可控桥式整流，此时输出电压最大，即 $U_{d0}=0.9U_2$。当 $\alpha=180°$时，输出电压为零，故晶闸管可控移相范围为 $0°\sim180°$。

在负载上，输出直流电流的平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi R}\times\frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9\,\frac{U_2}{R}\left(\frac{1+\cos\alpha}{2}\right) \tag{9.4}$$

由于晶闸管 VT_1、VT_4 和 VT_2、VT_3 在电路中是轮流导电的，所以流过每个晶闸管的平均电流只有负载上平均电流的一半。

9.3 晶闸管逆变电路

逆变电路分为有源逆变电路和无源逆变电路。将直流电变成和电网同频率的交流电反送到交流电网去的过程称为有源逆变。有源逆变过程为：直流电→逆变器→交流电→交流电网。将直流电逆变为某一频率或可变频率的交流电直接供给负载使用的过程称为无源逆变。无源逆变过程为：直流电→逆变器→交流电(频率可调)→用电器。

9.3.1 有源逆变

1. 电网与直流电动机间的能量转换

根据电路知识可知：电流从电源正极流出，电源输出能量；电流从电源正极流入，则电源吸收能量。下面根据这个原理讨论图9.12中两个电路的能量转换关系。图9.12是晶闸管变流器接直流电动机电枢系统的能量转换示意图。

图9.12(a)所示是可控整流电路。输出电压 U_d 极性上正下负，接电动机电枢，电动机得电运转，电枢反电动势 E 极性为上正下负，$|U_d|\geqslant|E|$，回路中有电流 I_d。从接线方式看，这是两电源同极性(正端)相连在一起，电流从电位高的变流器正端流出，流向电位低的电动机电枢反电动势正极。因而，变流器把电网交流能量供给电动机和电阻 R 消耗，变流器工作于整流状态，电动机运行在电动状态。

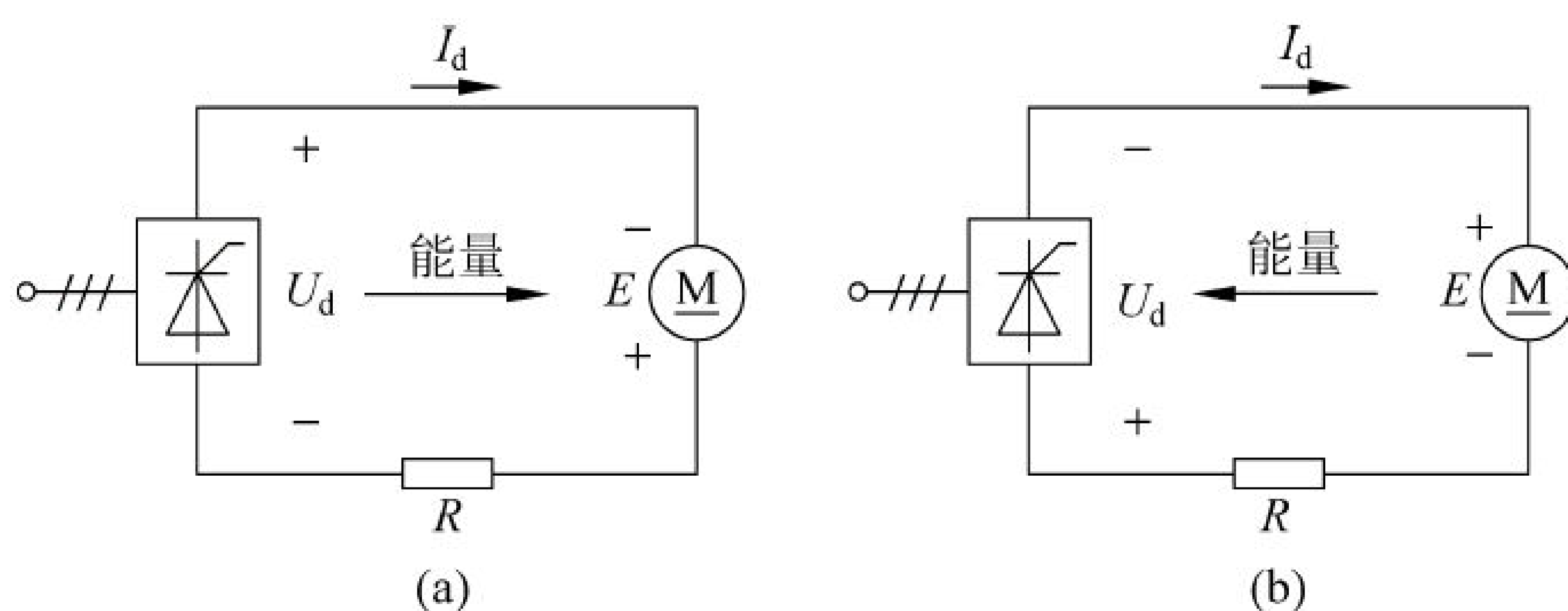


图 9.12 晶闸管变流器与直流电动机间的能量转换

(a) 可控整流电路;(b) 有源逆变电路

图 9.12(b)所示是有源逆变电路。电动机的电动势 E 的极性是下正上负,晶闸管在电动机电势 E 的作用下,在电源的负半波导通,变流器输出电压为下正上负,$|U_d|<|E|$。由于晶闸管的单向导电性,仍有如图示方向的电流,此时电动机供出能量,变流器将电动机供出的直流能量的一部分变换为与电网同频率的交流能量送回电网,电阻消耗一部分能量,变流器工作于逆变状态,电动机则运行在发电制动状态。

2. 有源逆变的工作原理及工作条件

(1) 工作原理

图 9.13(a)中有两组晶闸管全控桥式电路,假设首先将开关 Q 掷向 1 位置,Ⅰ组晶闸管的控制角 $\alpha_{\mathrm{I}}<90°$,如图 9.13(b)所示,输出电压 $U_{d\mathrm{I}}$ 上正下负,电动机反电势为 E,有 $|U_{d\mathrm{I}}|\geqslant|E|$,Ⅰ组晶闸管工作在可控整流状态,供出能量,电动机作电动运行,流过电枢的电流为 i_1。电动机工作在电动状态,吸收能量,情况与图 9.12(a)相同。

如果给Ⅱ组晶闸管加触发脉冲,而且 $\alpha_{\mathrm{II}}>90°$,Ⅱ组晶闸管输出电压 $|U_{d\mathrm{II}}|<|E|$,实际极性为上正下负,如图 9.13(c)中正负号所示。如果这时开关 Q 掷向 2 位置,由于机械惯性,电动机的转速暂不变,因而 E 也不变,Ⅱ组晶闸管在 E 与 u_2 的作用下导通,产生电流 i_2,其方向如图 9.13(a)所示。此时电动机供出能量,运行在发电制动状态,Ⅱ组晶闸管吸收能量送回交流电源,这就是有源逆变,情况与图 9.12(b)相同。

图 9.13(c)所示的情况是假定 E 不变,且平均电压 $|U_{d\mathrm{I}}|<|E|$ 时,电路工作在有源逆变状态。实际上电路并不是完全工作在有源逆变状态的。在 $\omega t_1\sim\omega t_2$ 这段时间内,u_2 为正半周,输出电压瞬间值 u_d 的极性下正上负和 E 反极性相连,两电源均供出能量,Ⅱ组晶闸管工作在整流状态。只是这段时间比较短,同时由于回路中有比较大的电感,电流不会升到很大。$\omega t_2\sim\omega t_3$ 这段时间,u_2 负半周输出电压瞬时极性值上正下负,Ⅱ组晶闸管作为电源来讲是电流从正极流入,吸收能量回送电网,Ⅱ组晶闸管工作在有源逆变状态。$\omega t_3\sim\omega t_4$ 这段时间内,$|U_{d\mathrm{I}}|>E$,如果回路中无足够大的电感,晶闸管因承受反向电压将关断,就不能继续进行有源逆变。如果回路中有足够大的电感,在 ωt_3 时刻后,由于电流减小,电感中的感应电势将和 E 的方向一致,维持电流连续,晶闸管 VT_1'、VT_4' 继续导通,直到 ωt_4 时另一桥臂晶闸管 VT_2'、VT_3'。触发导通,使 VT_1'、VT_4' 承受反压而关断,开始下一个周期的工作。所以,要保证有源逆变连续进行,回路中必须串有足够大的电感。

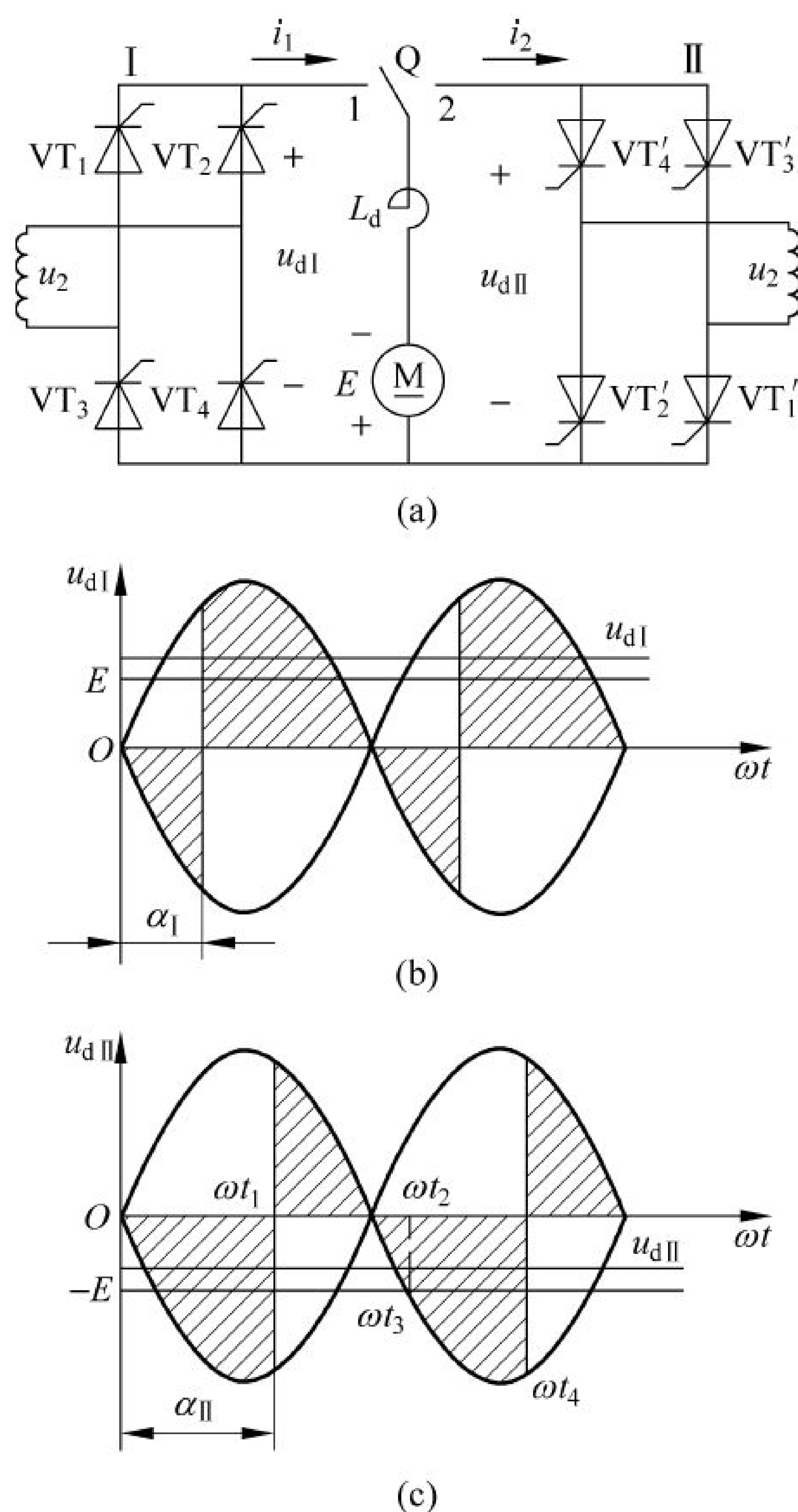


图 9.13　有源逆变工作原理

(a) 电路；(b) $u_{dⅠ}$ 波形；(c) $u_{dⅡ}$ 波形

（2）工作条件

在 $\omega t_1 \sim \omega t_4$ 这一期间内，电路工作在有源逆变状态的时间要大于工作在整流状态的时间。因为 $\alpha > 90°$，因而也就保证了整流时间（电源正半波）小于有源逆变时间（电源负半波），从一周期平均值来看，电路工作在有源逆变状态。

通过上述工作原理，可以总结出实现有源逆变的条件如下：

① 必要条件。全控桥的控制角 $\alpha > 90°$，保证晶闸管大部分时间在电压负半波导通；直流侧要有直流电源 E，其大小要大于由 α 决定的直流输出电压 U_d，即 $|E| > |U_d|$，其方向要使逆变电路的晶闸管承受正向电压。

② 充分条件。为了保证在逆变过程中电流连续，使有源逆变连续进行，回路中要有足够大的电感 L_d。

由于半控桥式晶闸管电路或接有续流二极管的电路不可能输出负电压，而且也不允许在直流侧接上反极性的直流电源，因而这些电路不能实现有源逆变。

（3）逆变角 β

当变流器运行于逆变状态时，控制角 $\alpha > 90°$，整流电压的平均值 U_d 为负值，计算 $\cos\alpha$ 需要换算。如果令 $\alpha = \pi - \beta$，则 $\cos\alpha = \cos(\pi - \beta) = -\cos\beta$，于是整流电压可写成 $U_d = U_{d0}\cos\alpha =$

$-U_{d0}\cos\beta$,这样求 U_d 就是正值了。因为 β 多用于逆变状态,所以称为逆变角。α 和 β 区别是它们从两个方向表示晶闸管 VT 的触发时刻。

图 9.14 所示为单相全控桥式整流电路中,α 分别为 60°、120°、180°和 β 分别为 120°、60°、0°的一一对应关系。

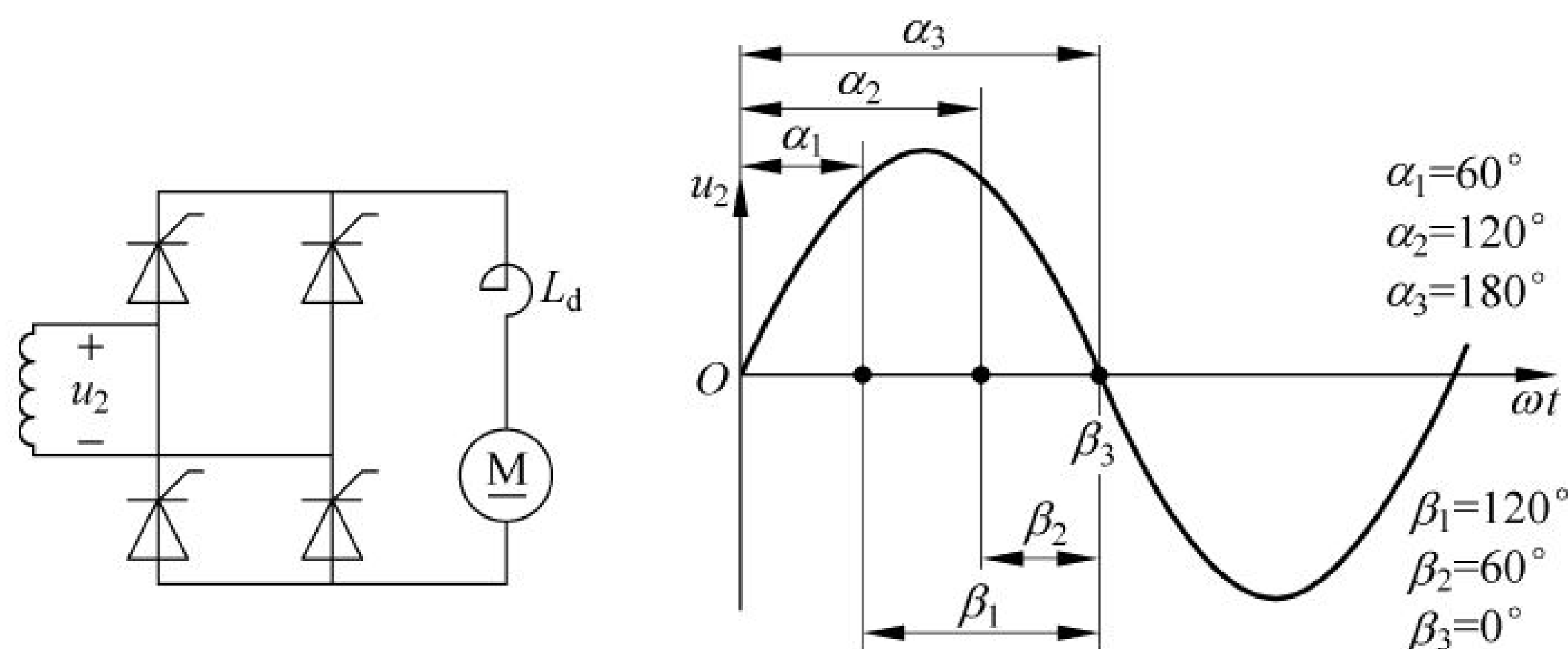


图 9.14 单相桥式整流电路控制角 α 与逆变角 β 的对应关系

9.3.2 无源逆变

直流-交流逆变器是将直流电能变换成为交流电能的变换装置,逆变后的交流电能不送回交流电网中去,而直接供给交流负载使用,称无源逆变,这是不同于可控有源逆变电路的一个方面。

逆变电路中的开关器件如采用晶闸管,由于晶闸管工作在直流电压下,触发导通较容易,而关断较困难,因此晶闸管逆变器能否正常工作的关键是如何保证晶闸管可靠地关断。逆变器中晶闸管的关断方法有自然关断法和强迫关断法两种。

按换向电容的不同接法,晶闸管逆变器有串联逆变器和并联逆变器之分。在并联逆变器中,换向电容与负载并联,通常利用电容的充放电或电容、电感的振荡作用,使晶闸管两端出现短时间的反向电压,强迫晶闸管关断。这种关断方法都需要附加电路。逆变器工作可靠的关键是使晶闸管受反压的时间大于晶闸管的关断时间。并联逆变器适用于逆变频率较低、负载变化大的场合。

在串联逆变器中,负载与换向电容串联,晶闸管是利用 RLC 电路串联振荡时电流过零而自然关断的。这种关断方法比较简单,不需其他换向附加电路。为使电路工作可靠,应在一个半周电流为零关断后,才触发另一半周的晶闸管,其换向元件参数的选择应使 RLC 自然振荡频率 f_0 大于逆变器工作频率 f_1。串联逆变器适用于逆变频率较高、负载变化小的场合。

串联逆变电路如图 9.15 所示。图中 L_1、L_2 为换向电感,C 为换向电容,R 为负载电阻,同时也是 RLC 串联谐振电路的阻尼电阻。当 $R\leqslant 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ 时,电路产生振荡,其固有振荡频率为

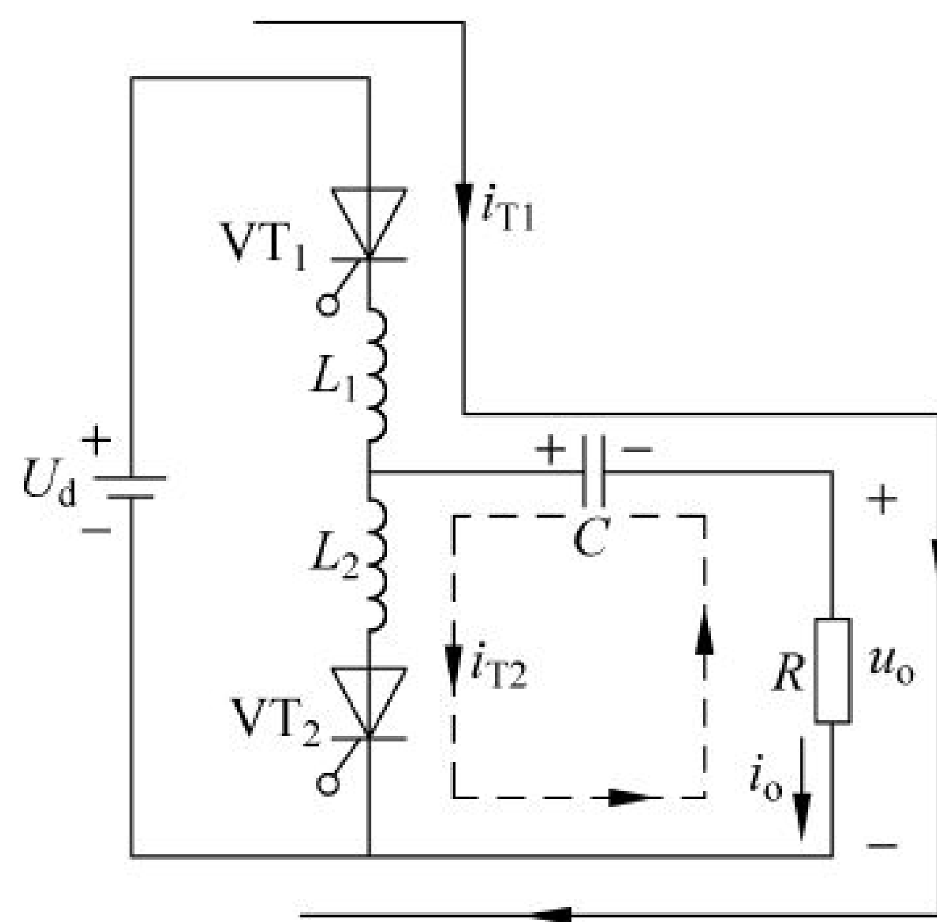


图 9.15 串联逆变电路

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}, \quad L = L_1 = L_2$$

这种电路中换向电容与负载串联，故称为串联逆变电路。电路的特点是利用电感 L 与电容 C 经过电阻 R 产生串联振荡，在 R 上获得近似正弦的交流电压。

电路中，当 VT_1 管导通时，电源 U_d 接通 R、L_1 和 C 回路，负载电阻 R 上流过振荡电流 $i_o = i_{T1}$，电流 i_{T1} 的通路如图 9.15 中实线所示。当振荡至 $i_{T1}=0$ 时，VT_1 管自然关断，此时电容 C 上电压达最大值 $u_C = U_{C2}$，极性如图 9.15 所示。然后触发 VT_2 管导通，电容 C 通过 L_2 和 R 振荡放电，负载电阻 R 上流过的电流 $i_o = i_{T2}$，电流 i_{T2} 的通路如图 9.15 中虚线所示。当振荡至 $i_{T2}=0$ 时，VT_2 管自然关断，此时电容 C 上电压 $u_C = U_{C1}$，极性与图 9.15 所示极性相反。由于 $L_1 = L_2$ 在 VT_1 和 VT_2 分别导通时的振荡频率是相同的。当轮流触发 VT_1 和 VT_2 时，负载电阻 R 上就得到了交变电压。改变触发脉冲的频率，就改变了负载电阻 R 上交变电压 u_o 的频率。电路中 VT_1 和 VT_2 中通过的振荡电流都是半波电流。当 VT_1 导通时，电源 U_d 输出电流；VT_2 管导通时，电流是由电容 C 提供的，因此 U_d 提供的电流是半波电流。如触发脉冲的频率为 f_1，RLC 串联电路的固有振荡频率为 f_0，那么当 $f_1 = f_0$ 而 VT_1 关断时，VT_2 正好触发导通；当 VT_2 关断时，VT_1 正好触发导通。因此，电流是连续的。当 $f_1 < f_0$ 时，导通管关断后要等待一段时间之后另一管才导通，其电流是不连续的。两种情况下负载电阻 R 上电流 i_o 和换向电容上电压 u_C 的波形如图 9.16 所示，u_C 的极性交替变化，其反向电压最大值 U_{C1} 和正向电压最大值 U_{C2} 的值是不同的，因为 VT_2 导通时电容 C 负载提供在 VT_1 导通时储存的能量。

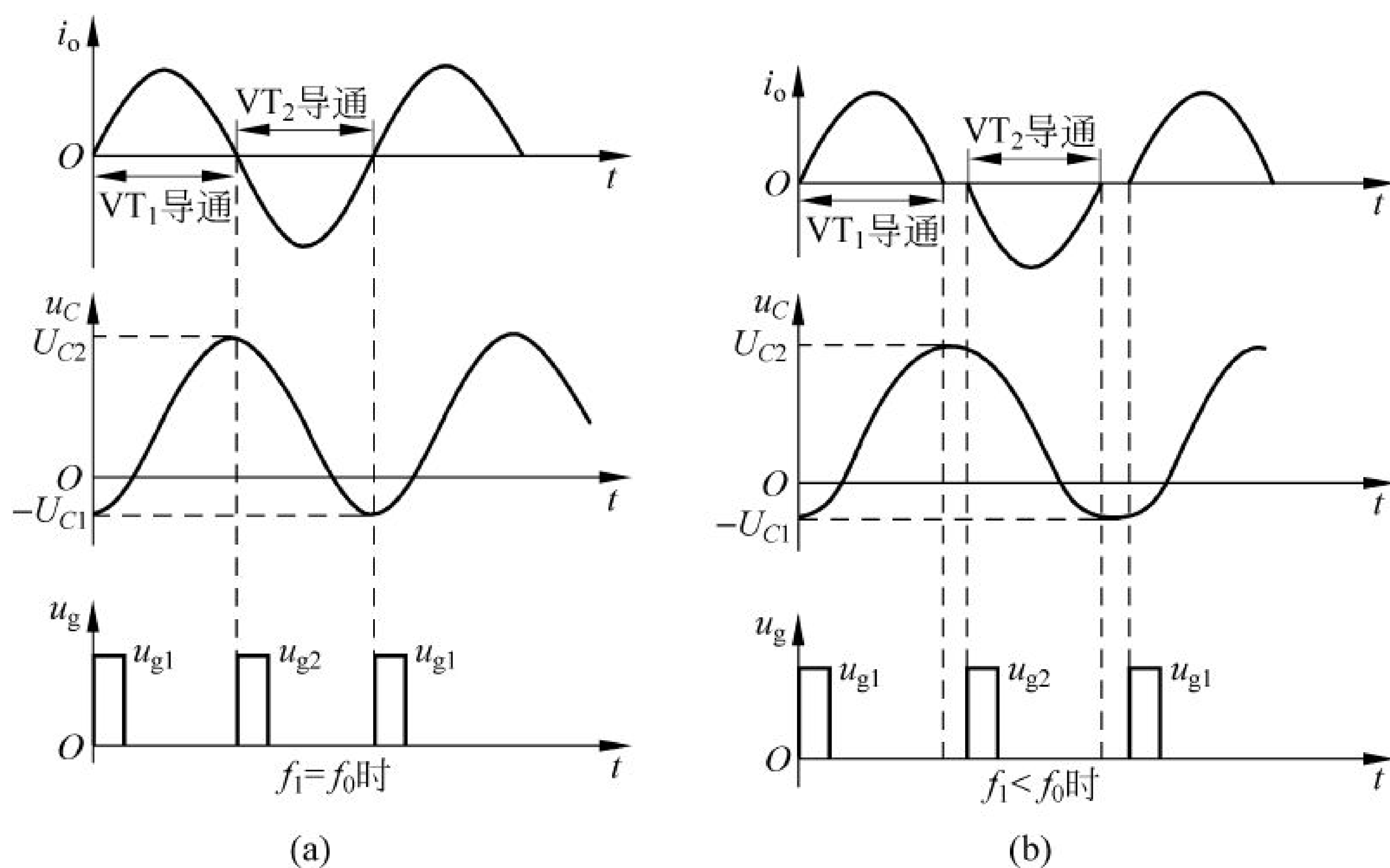


图 9.16　串联逆变电路波形

在 $f_1 < f_0$ 和 $f_1 = f_0$ 时，晶闸管是利用振荡电流过零自然关断的。但若 $f_1 > f_0$，即在导通晶闸管电流未下降到零时要触发导通另一晶闸管，那么就必须采用强迫关断方法，其实只要将 L_1、L_2 换成耦合式电感即可，如图 9.17(a)所示。耦合式电感就是把 L_1、L_2 绕在一起或绕在同一个铁芯上。在图 9.17(a)中，假设原来 VT_1 导通，C 已充电；触发 VT_2 导通，C 通过 L_2 和 R 放电，而在 L_2 中感应出电压 $u_{L2} = u_C$，极性为上正下负。由于 L_1 和 L_2 是耦

合起来的，$u_{L1}=u_{L2}$且极性相同。显然u_{L1}对于VT_1是反向电压，故它可迫使VT_1中电流下降到零并关断。VT_2由导通变关断时的过程与VT_1相同。i_0的波形如图9.17(b)所示。耦合电感式串联逆变电路中晶闸管承受的电压较高，用得较少，也即一般不希望电路工作在$f_1>f_0$状态。

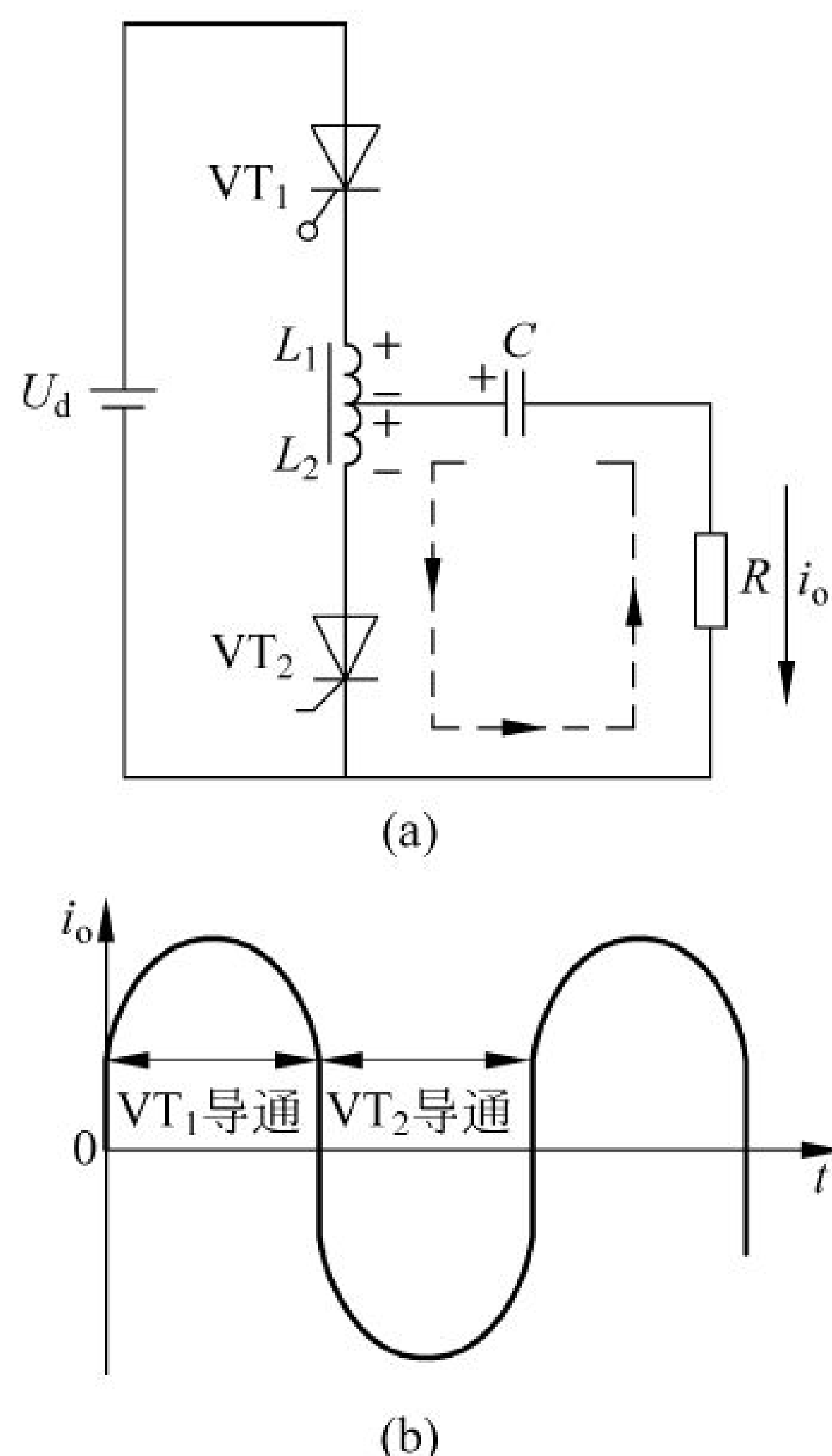


图9.17　耦合电感式串联逆变电路

逆变器按直流电源性质分电压源型和电流源型两类。电压源型直流环节储能元件是大电容，从直流输出端看，电源具有低阻抗，理想情况是一种恒压源。输出交流电压是矩形波或阶梯波，属于电压强制方式。电流源型直流回路中串入大电感，故直流电源呈高阻抗是恒流源，输出电流接近矩形波，属于电流强制方式。

逆变器按对输出电压的调节方式分主要有两种，即PAM(脉冲幅值调制)方式和PWM(脉冲宽度调制)方式。

PAM方式是通过改变直流电压的幅值进行输出交流电压大小的调节。在变频器中，逆变器只用来调节输出频率，而输出电压大小的调节则由可控整流器(图9.18(a))或用不可控整流和斩波器调压(图9.18(b))实现。

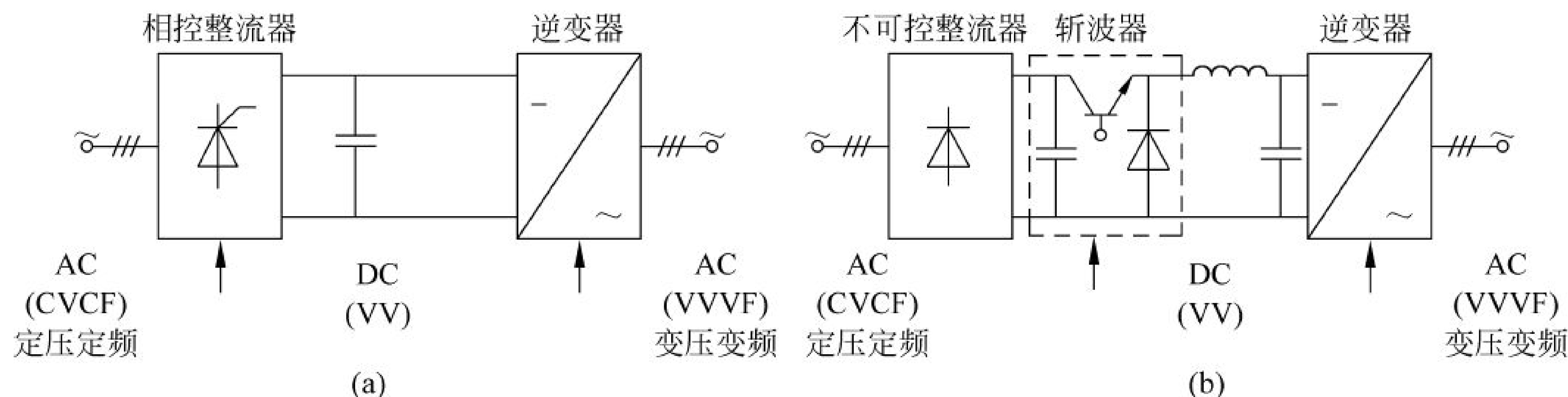


图9.18　PAM方式

(a) 用可控整流器调压、逆变器调频；(b) 用不可控整流、斩波器调压、逆变器调频

PWM方式输出电压是一系列脉冲(等幅等宽或宽度按正弦分布)，调节脉冲的宽度就可改变输出交流电压的有效值，改变逆变器中器件的换流速度就可调节输出交流电压的频率。因此这种方式频率和电压的控制都可在逆变器中进行，网侧变流器可以用不可控整流，输入端功率因数可提高，输出交流电压的谐波含量也可大大减少。当然这种方式逆变器中的功率开关器件因为在一周期中要开关多次，需要由开关频率高的自关断器件来担当，如IGBT等(IGBT在9.4节中有简单介绍)。这种变频器的原理框图见图9.19。由于其优越的性能，随着自关断器件开关频率和容量的不断提高，按这种方式运行的逆变器会越来越广泛。尤其在电动汽车的交流驱动系统中，PWM方式将是一种较好的逆变方案。

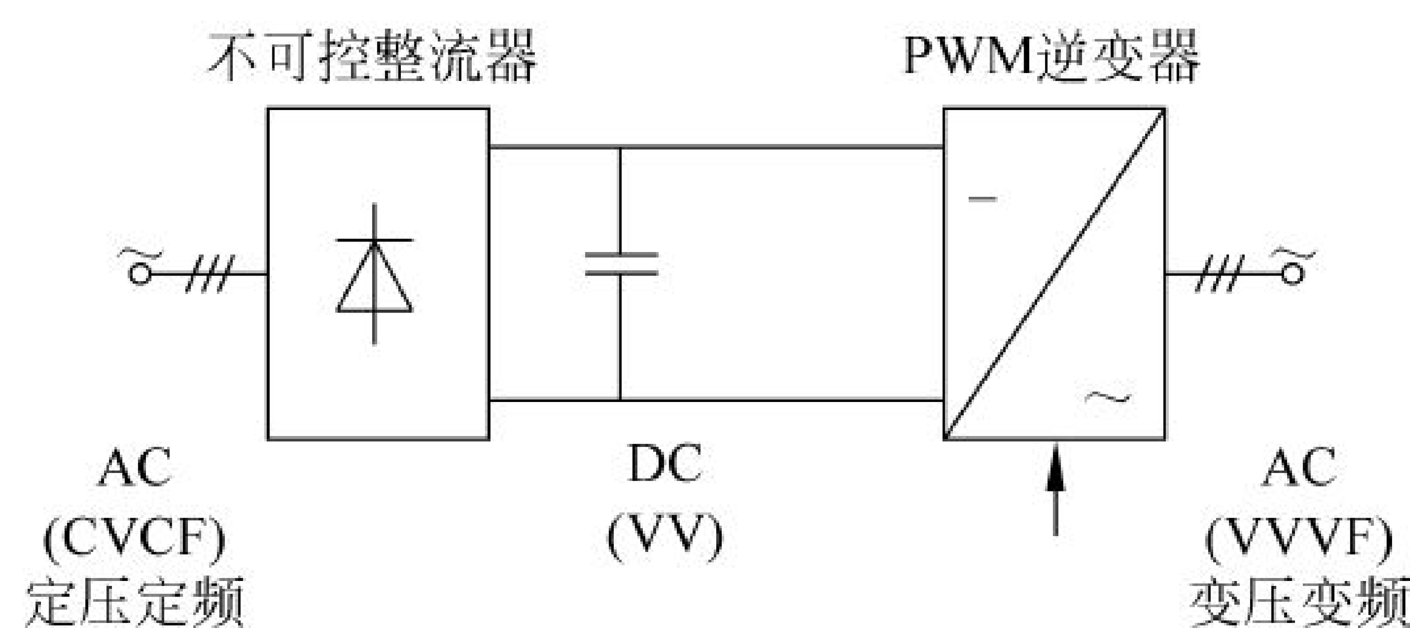


图 9.19　PWM 方式

9.4　直流斩波器的工作原理

有许多工业传动和生产过程是由直流电源供电的。在多数情况下都要求把固定的直流电源电压变换成幅值可变的直流电压,例如地铁列车、无轨电车或由蓄电池供电的机动车辆,都是从固定电压的直流电源取得电能,但由于对它们都有调速的要求,因此要把固定电压的直流电源变换为直流电动机电枢用的可变电压的直流电源。另一些工业应用,则需要定额为几瓦到几千瓦的直流电力变流器。

将固定电压的直流电源变换成大小可调的直流电源的 DC-DC 变换器又称直流斩波器。直流斩波器采用斩控方式。

直流斩波器的工作原理如图 9.20(a)所示,可控开关 S 以一定的时间间隔重复地接通和断开。当 S 接通时,直流电源 U_s 通过开关 S 施加到负载两端,电源向负载提供能量。当开关 S 断开时,中断了供电电源 U_s 向负载提供能量。但在开关 S 接通期间负载电感中所储存的能量此时通过续流二极管 VD 使负载电流继续流通。

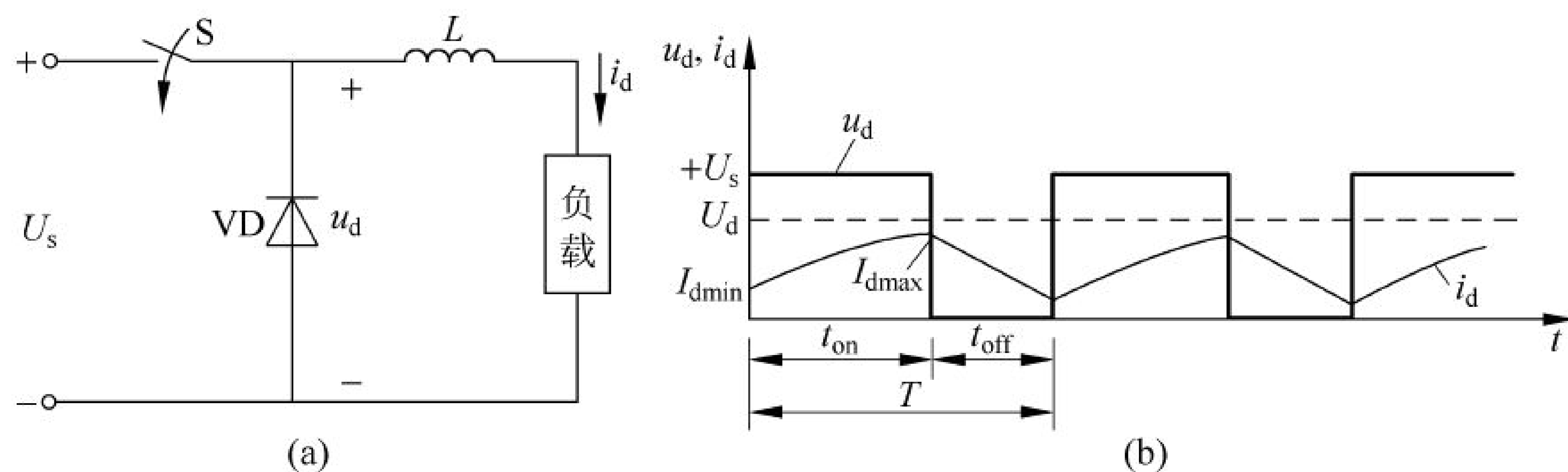


图 9.20　理想斩波器

(a) 原理电路;(b) 斩波后的输出电压

负载两端得到的电压波形如图 9.20(b)所示。电压平均值 U_d 可用下式表示:

$$U_d = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} U_s = a U_s \tag{9.5}$$

式中,t_{on} 为斩波开关导通时间;t_{off} 为斩波开关关断时间;$T = t_{on} + t_{off}$ 为斩波周期;$a = \frac{t_{on}}{T}$ 为工作率(或称占空比)。由于 $a < 1$,故称降压型斩波器。

可见,直流斩波器就是将负载与电源接通,进而又断开的一种通-断开关。它能从固定

输入的直流电压产生出经过斩波的负载电压,故又称直流-直流(DC-DC)变换器。负载电压受斩波器工作率的控制。

变换工作率 a 有以下两种方法:

一是脉冲宽度调制,即保持斩波频率 $f=\dfrac{1}{T}$ 不变,只改变导通时间 t_{on}。

二是频率调制,即保持导通时间 t_{on} 或关断时间 t_{off} 不变,改变斩波周期 T(即斩波频率 f)。

采用频率调制,由于在要求调节输出电压范围较大时,频率必须在宽范围内改变,使滤波器的设计比较困难,对信号传输和通信受到干扰的可能性较大。如果负载是直流电动机,在输出电压很低的情况下,较长的关断时间会使电动机电流断续。所以在斩波器中常采用脉冲宽度调制(PWM),这就是直流脉宽调制变换器。

图 9.20 中的开关 S,既可用普通晶闸管实现,也可用 IGBT(绝缘栅双极晶体管)来实现。IGBT 属于全控型功率半导体器件,目前在功率电子电路中使用极多。

IGBT 的结构示意图(图中只画出了一个单元,实际上每一单元与其他单元是相联的)、原理示意图和图形符号见图 9.21,它是以 PNP 型双极功率晶体管 GTR 为主导元件、N 沟道功率场效应晶体管 MOSFET 为驱动元件的复合结构器件。

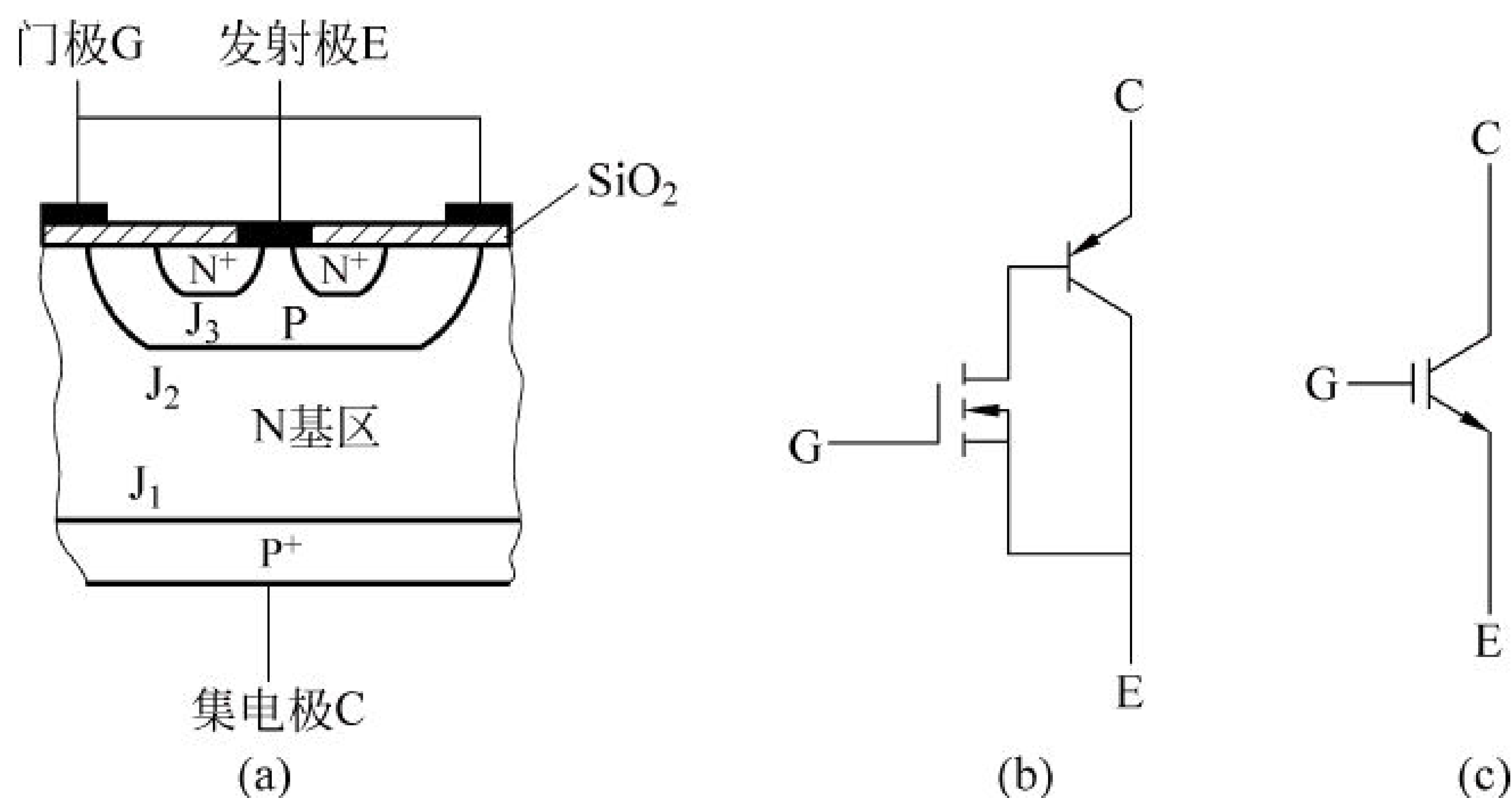


图 9.21　IGBT

(a) 结构示意图;(b) 原理示意图;(c) 图形符号

IGBT 的开通与关断由门极控制,当门极加一定的正向电压时,位于门极 G 下方的 P 基区表面形成 N 型导电沟道,NMOS 管导通,为 PNP 管提供基极电流,PNP 管导通,即 IGBT 导通。当门极加上反向电压时,NMOS 管的沟道消失,PNP 型晶体管没有基极电流,IGBT 关断。

图 9.22 是用 IGBT 作为直流开关的升压型斩波器的原理图,它利用电感储能释放时产生的电压来提高输出电压。当 IGBT 导通时,电源 E 加在电感 L 上,L 开始储能,电流 i_L 增长。同时电容 C 向负载放电,隔离二极管 VD 承受反向电压而截止;当 IGBT 关断时,L 要维持原有电流方向,其自感电动势 e_L 和电源电压叠加,使电流 i_L 流入负载,并给 C 充电,u_C 增加。在此过程中,IGBT 导通期间储存于电感 L 的能量释放到负载和电容上,故流经 L 的电流 i_L 是衰减的。

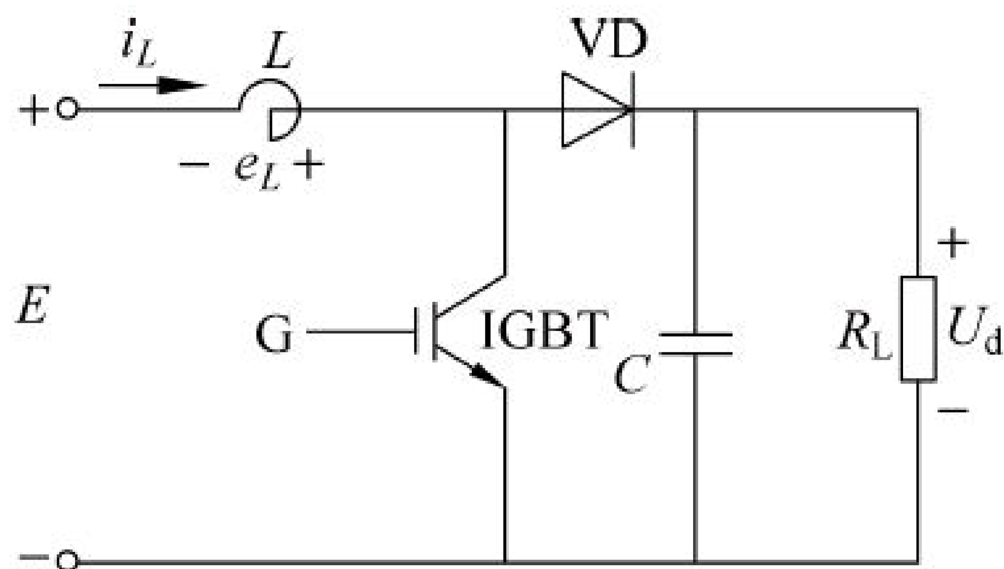


图 9.22　升压型斩波器原理图

由于 T_{on}、T_{off}很小，L 很大，电流 i_L 的变化不甚明显，可以认为 $i_L=I_L$ 保持不变，则在 IGBT 导通期间由电源输入到电感 L 的能量为

$$W_i = EI_L T_{on}$$

在 IGBT 关断期间，电感释放至负载的能量为

$$W_o = E_L I_L T_{off} = (U_d - E) I_L T_{off}$$

假定 $W_i = W_o$，则可得

$$U_d = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} E > E \tag{9.6}$$

因此这是一个升压型斩波器。

当电动车辆采用直流电机驱动系统时，其直流电机控制器的实质就是斩波控制器。它是直流电源和负载电机之间的一个周期性通断的开关控制装置，它的作用是改变受控电机的电压。对于他励直流电动机，既可以用斩波器来控制电机的电枢电压实现恒载转矩调速，也可以用斩波器来控制励磁绕组的电压，而改变励磁电流来实现恒功率的弱磁调速。如图 9.23 所示为某电动车辆上使用的琼斯斩波器主电路图。其工作过程如下：晶闸管 VT_1 开始导通，电流流过 VT_1—L_2—负载回路。电感 L_1 和 L_2 通常是绕在同一铁芯上的两个耦合线圈，因而流过电感 L_2 的电流必然引起与其变化率成正比的电流流过 L_1—VD_1—C 回路，电容器 C 充电且下极板为正。当晶闸管 VT_2 开通时，晶闸管 VT_1 由于反偏压而关断引起一个典型的正弦电流脉冲流过 C—VT_2—L_2—负载回路。该电流脉冲达到最大值不久，续流二极管处于正向偏压而开始续流，晶闸管 VT_2 处于反偏压而关断。下一步工作过程以开通晶闸管 VT_1 开始。电容器 C 通过 C—VT_1—L_1—VD_1 回路而电压反向，同时也通过电磁感应关系由电感 L_2 向负载电流的耦合作用进一步通过二极管对电容器 C 交电，直到二极管 VD_1 处于偏压而截止时充电停止，此时电容器的下极板正位为正，以后电路将重复上述过程。

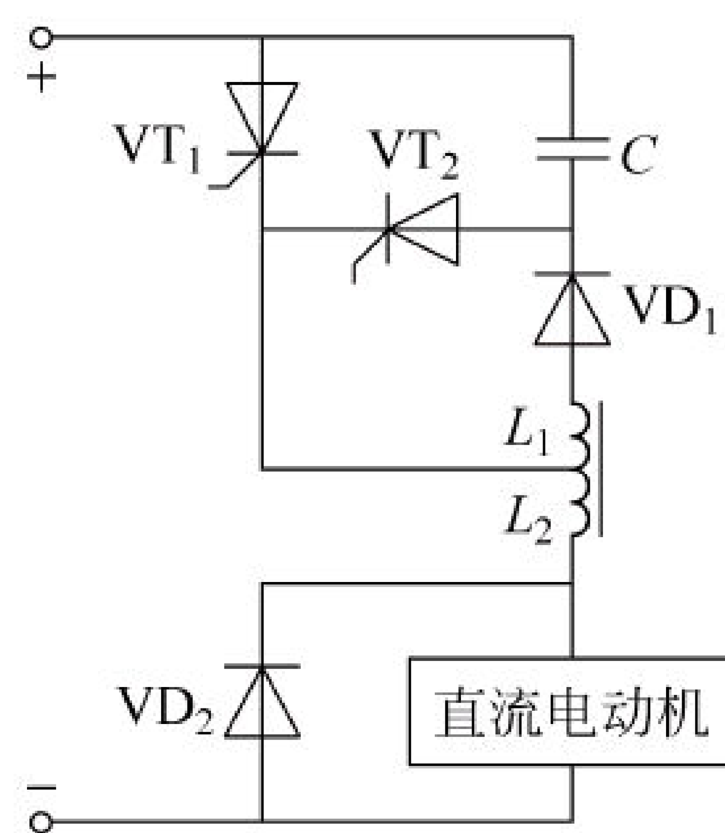


图 9.23　琼斯斩波器电路

9.5　交流调压电路

有许多交流负载要求电源电压能平滑地调节，例如扩散炉、单晶炉等需要通过调节电压来精确控制炉温，舞台灯光需要根据剧情灵活地调整亮暗，还有异步电动机的起动与调速等。过去都是采用笨重的饱和电抗器和自耦或感应式调压器，而采用晶闸管交流调压器就可使装置轻便和控制灵活。晶闸管交流调压还可用于小容量交流电动机的调速、脉冲焊接、无触点开关等。

交流调压器的晶闸管控制通常采用的有两种方式，即相位控制与整周波控制。

图 9.24 表示电源通过晶闸管调压器供给电阻负载，两个晶闸管的阴极和阳极对接起来，各工作半个周期，这就是交流调压的基本接线方式。在电源正的半周内，在控制角为 α 时刻触发晶闸管 VT_1，负载上得到电源电压的一部分。因电阻性负载，故当电源电压过零

点时,晶闸管 VT_1 自行关断。负半周时在同样的控制角下触发 VT_2 管。如此不断反复,负载上得到如图中阴影部分所示的交流电压。

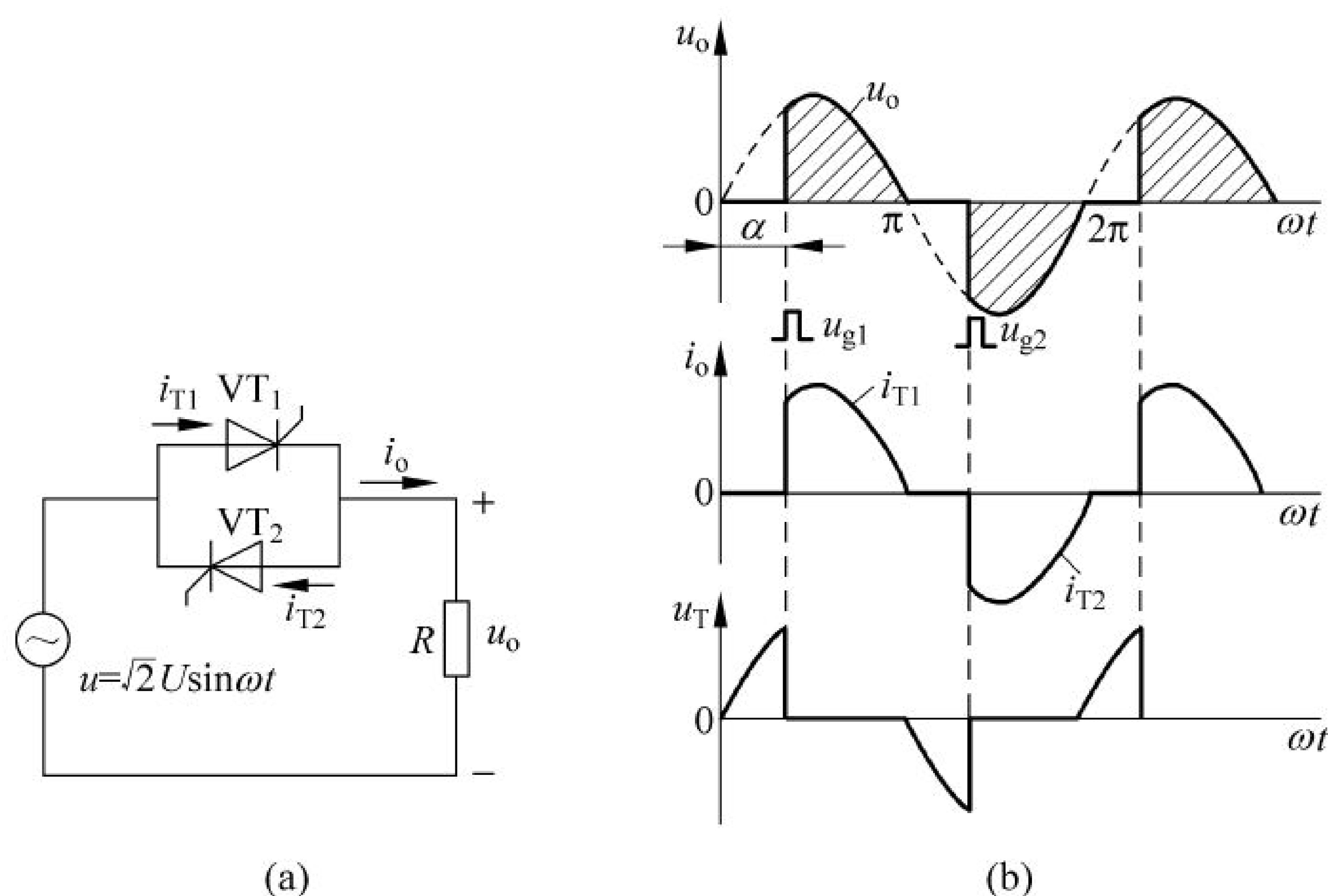


图 9.24 电阻负载单相交流调压器

(a) 电路联接;(b) 电压、电流波形

从图 9.24(b)电压波形求得输出电压有效值为

$$U_o = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(\sqrt{2}U\sin\omega t)^2 \mathrm{d}(\omega t)} = U\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{\pi}} \tag{9.7}$$

式中,U 为输入交流电压的有效值。

从式(9.10)可看出,随着 α 的逐渐增大,电阻 R 上的电压有效值要逐渐减小。当 $\alpha=\pi$ 时,$U_o=0$,这从图 9.24 也可证实。因此单相交流调压器对电阻性负载,其电压可调范围为 $0\sim U$,控制角 α 移相范围为 $0\leqslant\alpha\leqslant\pi$。

晶闸管承受的正、反向最大电压为电源电压的峰值,即$\sqrt{2}U$。

负载电流,也就是输出电流的有效值为

$$I_o = \frac{U_o}{R} \tag{9.8}$$

当交流调压器负载为交流电动机或接变压器输出再接负载,这时,就属于电感性负载。晶闸管交流调压器带上这类负载,当电源电压过零点时,由于电路自感电势的作用,电流还未到零,晶闸管关不断,而是延后到某一角度(也就是导通角要增大)才关断。晶闸管 VT_1 和 VT_2 导通角 θ 的大小与触发控制角 α 负载功率因数角 φ 都有关系。这一点和在单相半波可控整流电路带电感性负载的情况相似。

如果使用普通晶闸管的派生元件双向晶闸管可简化电路,节约成本,因而双向晶闸管组成的交流调压电路在调温、调光、调速等方面得到了广泛的应用。

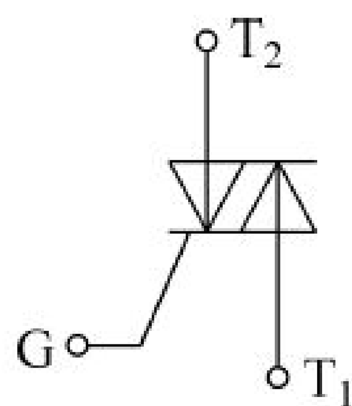


图 9.25 双向晶闸管的符号

双向晶闸管的符号如图 9.25 所示。不论在结构还是特性方面,双向晶闸管都可看成是一对反向并联的单向晶闸管。双向晶闸管的主电路和控制电路的电压可正可负,因而不必区分阳

极和阴极。

像单向晶闸管一样，双向晶闸管也有塑封式、螺栓式和平板压接式等不同的结构形式。电流小的通常为塑封式，几十安的为螺栓式，几百安的为平板式。

图9.26所示为双向晶闸管交流调压电路，图中R_L为电阻性负载，该负载需要可以调节的交流电压。电路原理和普通晶闸管的调压原理相同，也是通过调节电位器R_P。控制电容C的充放电时间和单结晶体管的导通与截止，进而在脉冲变压器T上输出相位可以移动的触发脉冲，从而改变晶闸管的导通角，达到交流调压的目的。图中R_L可以是白炽灯或电阻炉。

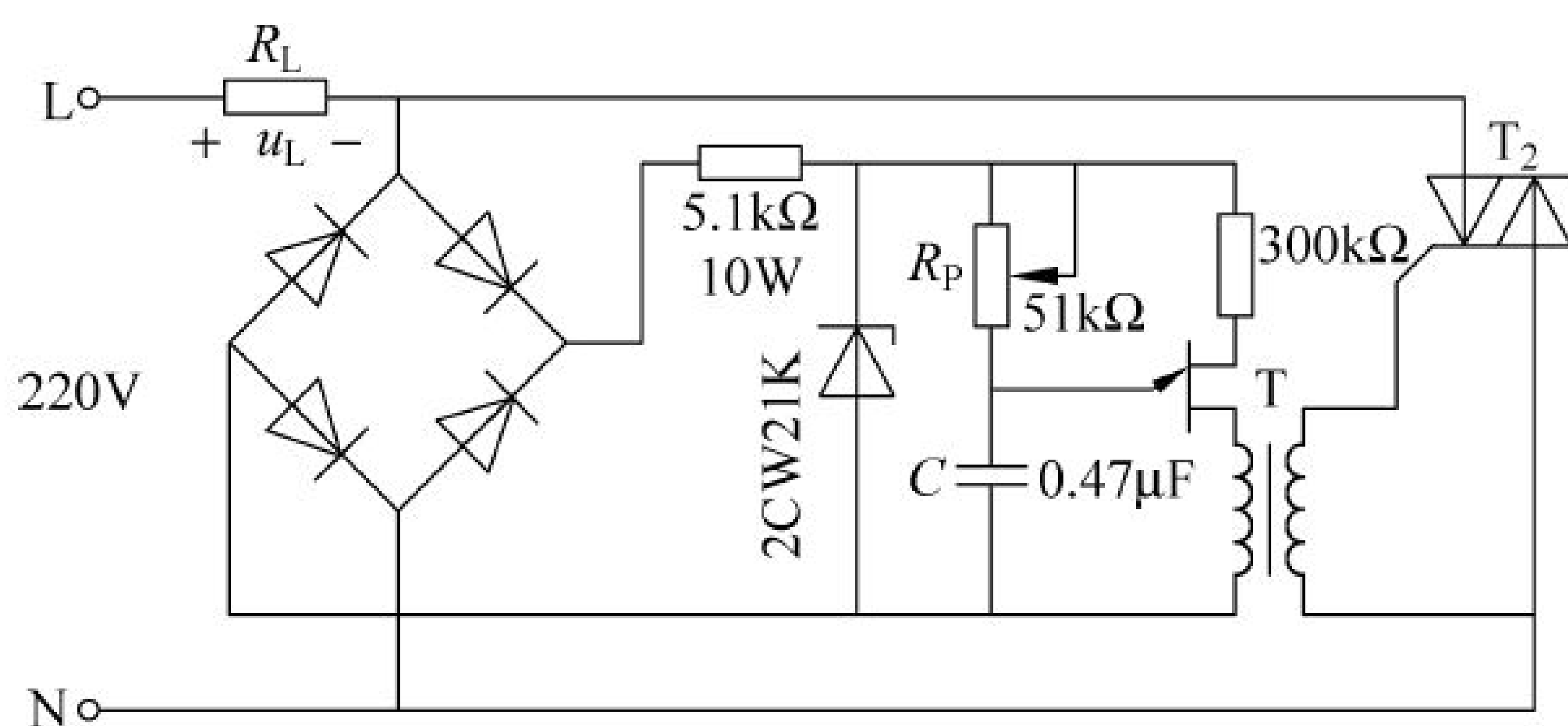


图9.26　双向晶闸管调压电路

图9.27为采用集成触发器的交流调压电路。KC-785集成触发器采用16端双列直插式封装，在其输出端可行宽度为30μs到2ms的窄脉冲，脉冲电流可达55mA，移相范围大于170°，可直接触发50A的晶闸管。图中R_L为电阻性负载，由220V交流电通过双向晶闸管对其供电，负载电压电路可通过12kΩ的电位器进行调节。

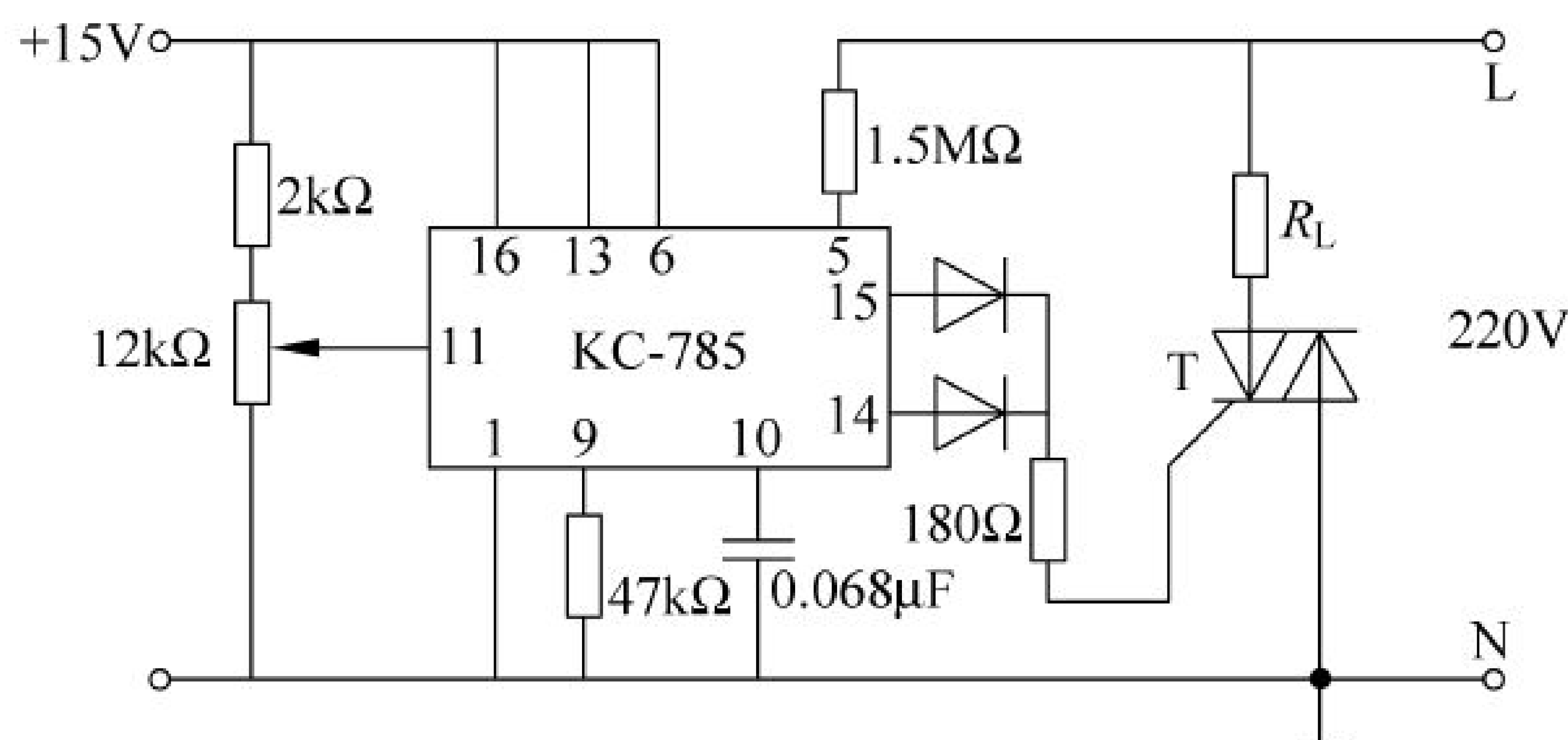


图9.27　用集成触发器的调压电路

重点与难点答疑

问题1：晶闸管从阻断转化为导通和从导通转化为阻断的条件是什么？

答：晶闸管从阻断转化为导通，必须同时具备下面三个条件：

（1）阳极和阴极间加正向电压，形成主电路；

（2）门极和阴极间加适当的正向触发电压，形成触发控制回路；

（3）阳极电流不小于维持电流。

注意,这三个条件是逻辑“与”的关系,不满足上述所有的条件晶闸管就不能导通。

晶闸管由导通转化为阻断必须具备下面两个条件之一:

(1) 阳极加反向电压或者阳极电压为零;

(2) 减小阳极电流,使之小于晶闸管的维持电流。

注意,这两个条件是逻辑“或”的关系,其中有一个条件不满足晶闸管就关断。

问题2:在晶闸管电路中,为什么要求触发脉冲要与主电路的交流电源同步?

答:同步作用就是每当主电路电源电压过零点时,触发电路的电容器必须放电放完,以保证每个半周初始都是从零点再充电,这样才能保证每次承受正向电压的半周内,晶闸管得到的第一个触发脉冲的时间相同,即每次的控制角 α 相同。否则当每次控制角不相同时,输出电压 u_d 的波形面积大小不均,输出电压就变得忽大忽小,很不稳定。

问题3:什么是波形分析法?

答:波形分析法是学习电子电路的一种基本方法。这种方法在功率电子电路中尤其重要。它不仅有助于理解电路的工作原理、合理地选择电路元件,而且也是调试、维修等方面的重要手段。这种方法是根据功率电子器件和负载的特性,分析电路中晶闸管等电子器件的导通和关断的物理过程,从而得出一系列的电压和电流波形,以便更好地了解电路的工作过程,并在波形分析的基础上得出一系列的数量关系式。

现以可控整流电路为例说明波形分析法的要点:

(1) 画出加在整流电路上的交流电源的波形。

(2) 确定加触发脉冲的时刻,例如,对于单相整流电路而言,控制角 $\alpha=0°$ 的时刻是电源电压过零处。

(3) 根据晶闸管导通和关断的条件,再配合考虑负载的特性,来确定晶闸管什么时候导通,什么时候关断。

(4) 晶闸管导通时,看成开关闭合,阻断时看成开关打开,再根据电路分析的知识得出要画的那一点的电位情况,画出电压波形。

(5) 晶闸管导通时,那一相就有电流;晶闸管阻断时,那一相电流就没有,据此可画出电流波形。

问题4:什么是晶闸管的换相,其换相方式有哪些?

答:晶闸管的换相(又称换流)是指负载电流从一只(或一组)晶闸管转换到另一只(或另一组)晶闸管的过程。换相时,原来导通的晶闸管关断,同时使应该导通的另一只晶闸管导通。

由于晶闸管属于半控型的非自关断器件(它的门极施加的控制信号只能控制其导通,而不能控制其关断)。晶闸管一旦导通,门极就失去了控制作用。因此,根据变流电路的不同,要采取不同的换相方式,以解决其关断问题。

晶闸管在交流回路中工作时,通常利用交变的电源电压换相(称为自然换相方式)。例如在单相电路中利用电源电压过零或变负而使晶闸管关断。而晶闸管在直流回路中工作时,则必须采取不同的换相方式。在斩波器中晶闸管的换流方式有,电源换流、负载换流和强迫换流;在逆变器中晶闸管的关断方式有自然关断法和强迫关断法。

新的全控型功率电子器件(控制端施加控制信号,既可控制其导通,又可以控制其关断)的出现,使换相问题简化。因此,由全控型功率电子器件构成的变流器已成为今后的发展方向。

练　习　题

9-1　晶闸管的正常导通条件是什么？导通后流过晶闸管的电流大小取决于什么？负载上的电压平均值与什么因素有关？

9-2　维持晶闸管导通的条件是什么？晶闸管的关断条件是什么，如何实现？关断后阳极电压又取决于什么？

9-3　在晶闸管的门极流入几十毫安的小电流可以控制几十安到几百安阳极大电流的导通，它与晶体管具有的电流放大功能是否一样？为什么？

9-4　晶闸管对触发电路有什么要求？

9-5　某一电热设备（电阻性负载）要求直流电压 60V，采用单相半波可控整流电路，由 220V 电网直接供电给整流电路。

（1）计算晶闸管的导通角；

（2）画出 u_d、i_d、i_2 及 u_T 的波形。

9-6　在单相桥式全控整流电路中，变压器副边电压有效值 $U_2=100\text{V}$，负载 $R_L=10\Omega$，控制角 $\alpha=60°$时。

（1）求输出直流平均电压 U_d 负载电流的平均值 I_d；

（2）求晶闸管承受的最大正、反向电压。

9-7　有一纯电阻性负载，需要可调节的直流电压 $U_d=0\sim180\text{V}$，当采用全控桥式整流电路时，试求电源输入端交流电压的有效值及晶闸管承受的最大正、反向电压。

9-8　图 9.28 为电阻性负载下的单相桥式半控整流电路，试通过画负载电阻电压 u_d、电流 i_d 的波形，分析其工作原理。并求出整流输出电压 U_d、电流 I_d 的计算公式，与桥式全控整流电路对比一下，是否相同？

9-9　试分析图 9.29 的电感性负载的单相半波可控整流电路。试画出 u_d、i_d、u_T、i_P 的波形。

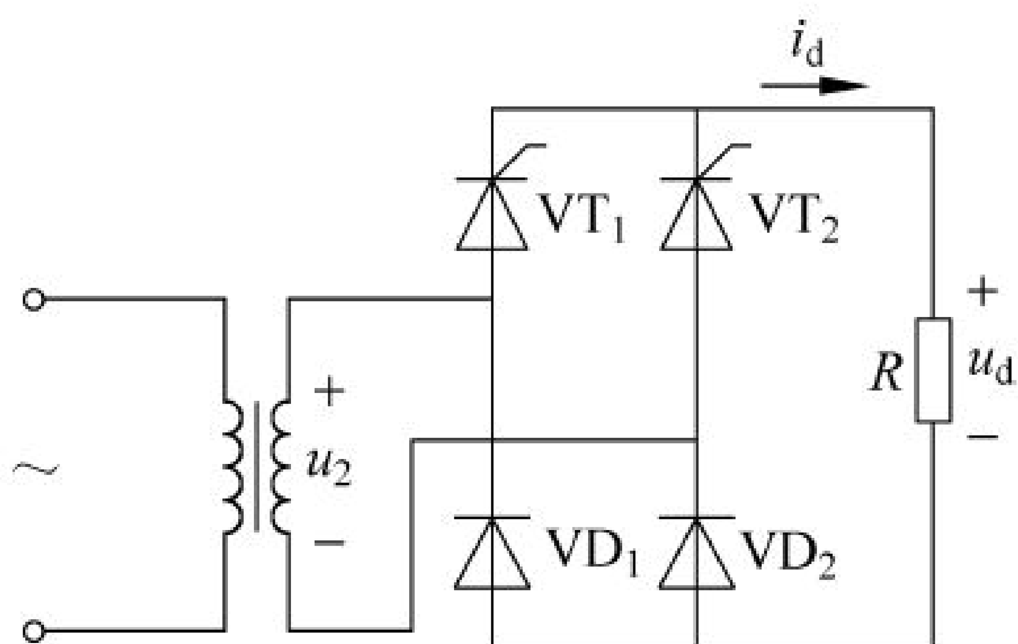


图 9.28　题 9-8 图

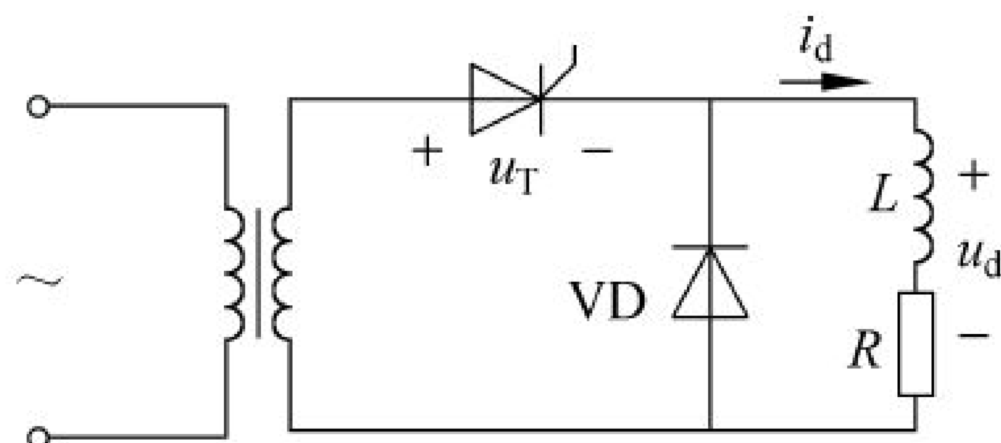


图 9.29　题 9-9 图

9-10　什么称为有源逆变？有源逆变的工作原理是什么？逆变时 α 角至少为多少度？为什么？并说明实现有源逆变的条件。

9-11 在图9.30中,一个工作在整流—电动机状态,另一个工作在逆变—发电机状态。

(1) 标出U_d、E及i_d的方向;

(2) 说明E与U_d的关系;

(3) 当α与β均为最小值30°时,控制角α的移相范围为多大?

9-12 说明无源逆变与有源逆变的区别。

9-13 无源逆变有哪些种类?

9-14 直流斩波电路有哪几种调制方式?

9-15 在图9.31所示斩波器中,采用脉宽调制方式,直流电源电压U_s=220V,要求输出电压平均值U_d=100～200V可调,斩波频率f=1.25kHz,试计算斩波器工作率的变化范围和相应的斩波器导通时间。

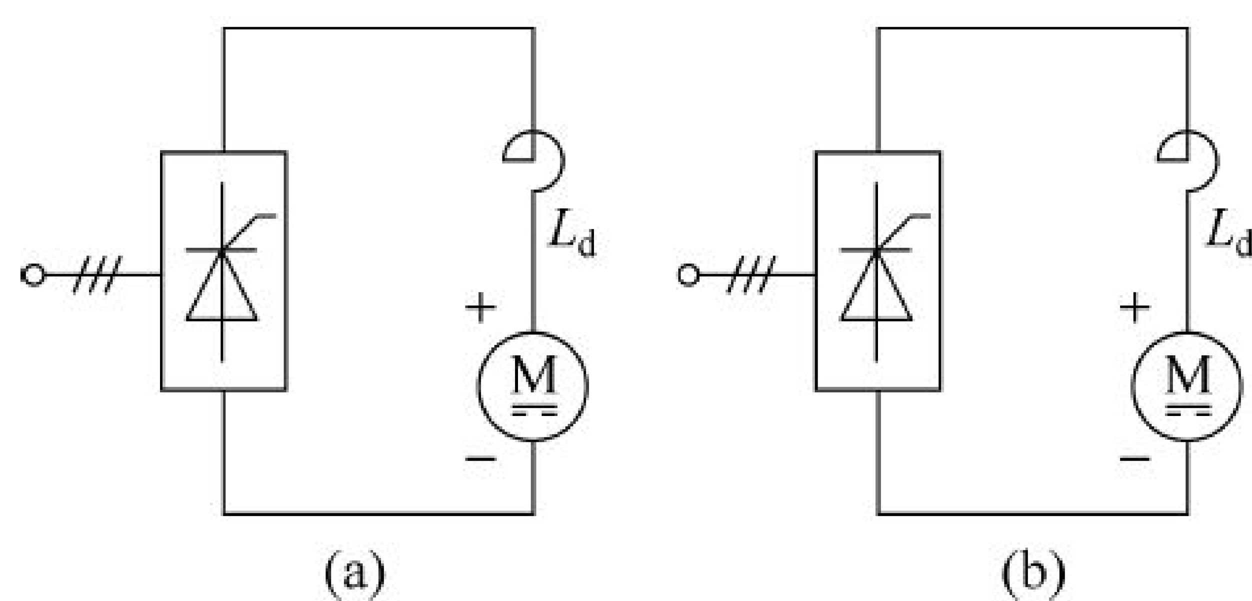


图9.30 题9-11图

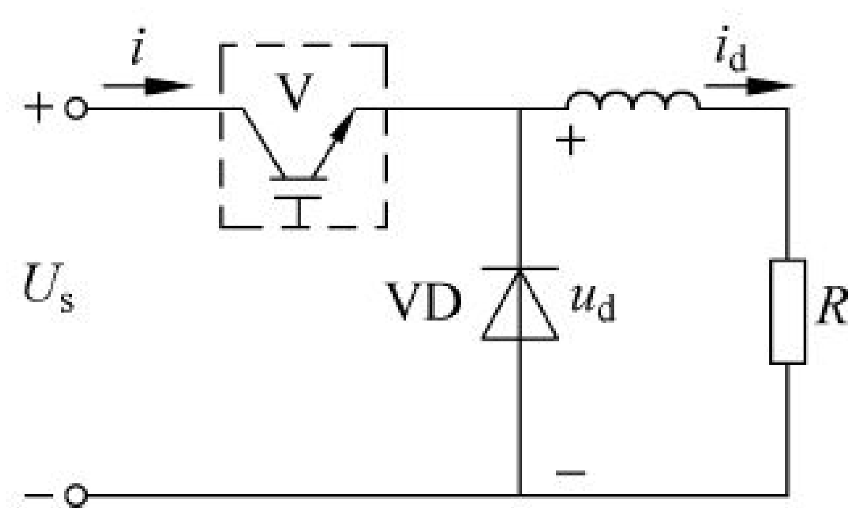


图9.31 题9-15图

9-16 要图9.32中有(a)、(b)两电路通过分析它们的工作过程,指出哪个是可控整流,哪个是交流调压。并分别画出控制角α=60°时的负载R_L上的波形U_L。

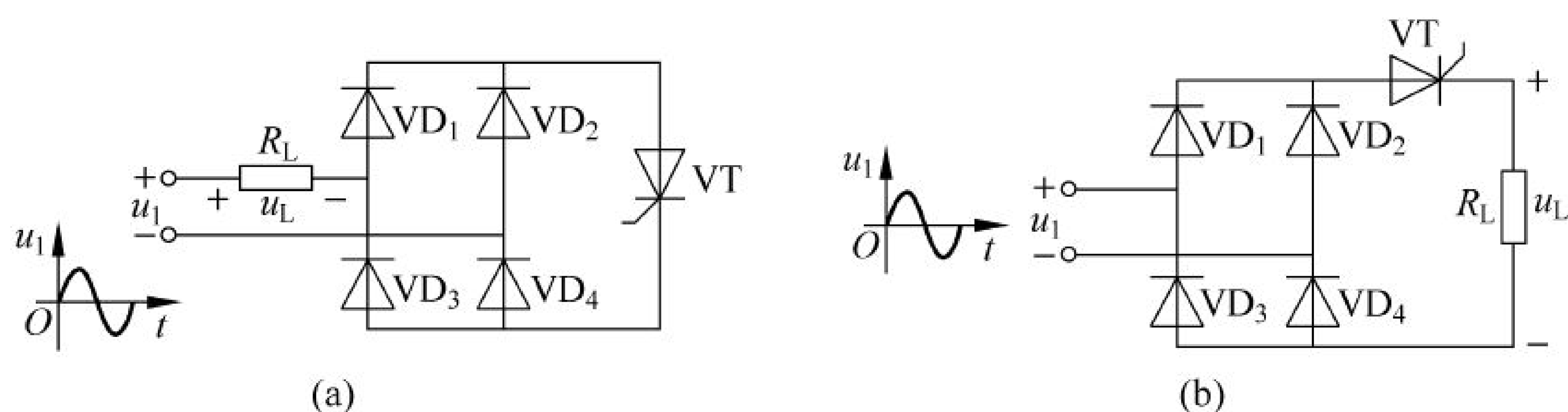


图9.32 题9-16图

自我测验题

(共60分,70分钟)

一、填空题(每空1分,共25分)

1. 功率电子器件一般工作在________状态。SCR又称________管,属于________型器件;IGBT称为________管,属于________器件。

2. 晶闸管的门极控制信号仅在晶闸管由________到________时起作用。晶闸管在使用时,一定要有________保护与________保护。

3. 在晶闸管可控整流电路中,不论单相还是三相,不论半波,还是桥式,都采用移动

________的相位角的方法来改变整流电压的平均值的，这个角又叫________角 α。

4. 在单相半控桥式整流电路中，使用了________个晶闸管。而在单相全控桥式整流电路中，使用了________个晶闸管，为了提高电感性负载下的可控整流电路的输出直流电压平均值，通常在电感性负载两端并联________。

5. 把________的直流电源变换为________的直流电源的 DC—DC 变换器，又称为直流斩波器。

6. 直流斩波器的变更工作率的方法有________和________两种，而其中________是最常用的一种，斩波器的基本回路方式有________型和________型。

7. 在电动车辆的直流电机驱动系统中，电机控制器的实质就是________。

8. 将直流电变为频率、电压可调的交流电的变换器称为________，这其中，如果把变成的交流电能够送回交流电网的称为________。如果把变成的交流电供给负载使用的称为________。

二、判断题（每小题 1 分，共 5 分）

1. 由于晶闸管又称可控硅，因此它由阻断到导通或由导通到阻断，都要由控制极（门极）去控制。（ ）

2. 晶闸管控制极（门极）电流较小，而阳极电流较大，因此晶闸管有小控大的电流放大作用。（ ）

3. 在可控整流电路中，晶闸管中的电流就是负载中的电流。（ ）

4. 单相半控桥式整流电路，只要满足了逆变条件就可以实现有源逆变。（ ）

5. 直流斩波器的实质就是一种由功率电子器件控制的通—断开关。（ ）

三、单项选择题（每小题 2 分，共 10 分）

1. 以下功能晶闸管所不具有的是（ ）。

A. 单向导电功能　B. 放大功能　C. 大功率功能　D. 门极所控功能

2. 晶闸管导通的条件是（ ）。

A. $U_{AK}<0$ 且 $U_{GK}<0$　B. $U_{AK}<0$ 且 $U_{GK}>0$

C. $U_{AK}>0$ 且 $U_{GK}<0$　D. $U_{AK}>0$ 且 $U_{GK}>0$

3. 在单相半波可控整流电路中，当负载为电感性质时，可在负载两端并联续流二极管，这样一来，（ ）。

A. 输出电压平均值将减小　B. 输出电压平均值将增大

C. 输出电压平均值不变　D. 输出电压平均值可能大也可能小

4. 来单相半波可控整流电路，其交流侧电压有效值 $U=100\text{V}$，负载电阻 $R=100\Omega$，则其输出电压平均值的调节范围为（ ）。

A. 0～25V　B. 0～45V　C. 0～90V　D. 0～100V

5. 在直流斩波器的脉宽调制方式中，正确的做法是（ ）。

A. 既改变斩波频率 f，又改变斩波开关导通时间 t_{on}

B. 仅改变斩波频率 f，不改变斩波开关导通时间 t_{on}

C. 不改变斩波频率 f，也不改变斩波开关导通时间 t_{on}

D. 不改变斩波频率 f，仅改变斩波开关导通时间 t_{on}

四、计算分析题(每题10分,共20分)

1. 某单相全控桥式整流电路,交流侧电源电压 $u_2=311\sin314t(\text{V})$,负载电阻 $R=10\Omega$,控制角 $\alpha=60°$。

(1) 计算负载上的直流电压平均值 U_d;

(2) 计算负载上的直流电流平均值 I_d;

(3) 求加在晶闸管上的最大反向电压;

(4) 画出 u_2、u_d、i_d、$u_{T1,4}$ 的波形。

2. 分析图1所示电路的工作过程与作用。电路中的电源电压 u 为交流电经整流再经过稳压管削波后的梯形波。

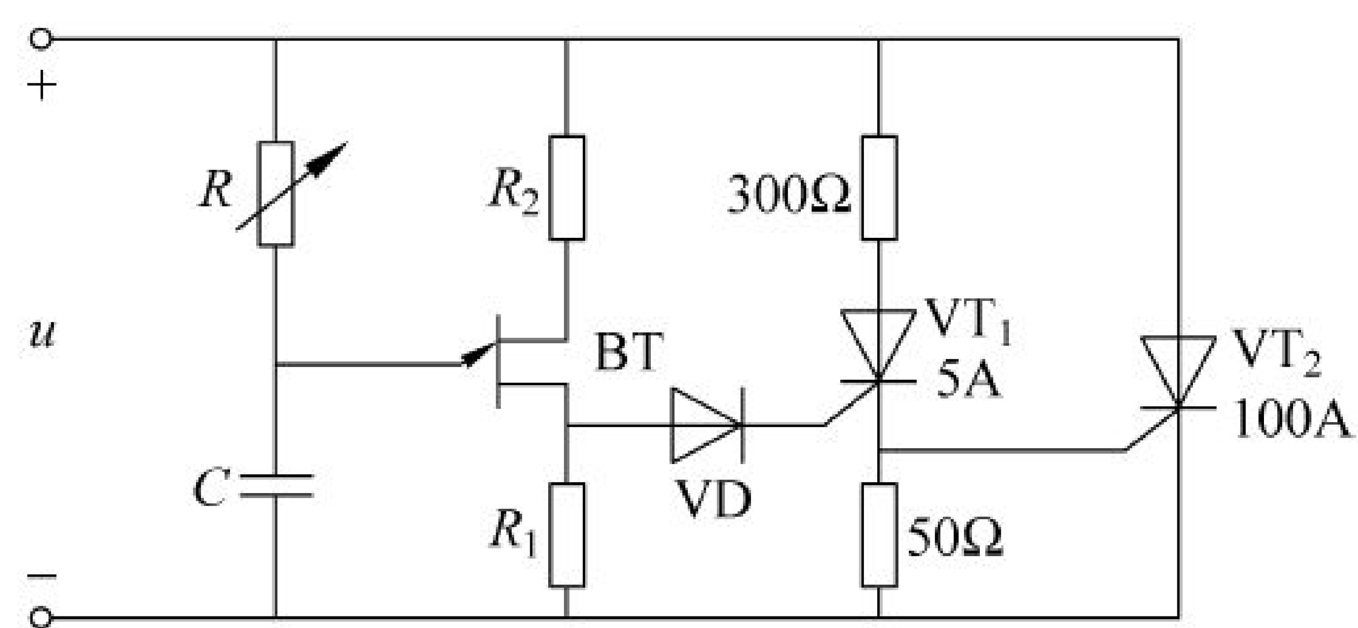


图 1

附　　录

汽车电工电子技术与汽车电控及维修技术常用术语中英文对照

Ⅰ. 汽车电工电子技术常用术语

Active power	有功功率
Alternating Current (AC)	交流
Ampere	安培
Analog-Digital Converter(ADC)	模-数转换器
Analog integrated circuit	模拟集成电路
Anode	阳极
Armature	电枢
Autotransformer	自耦变压器
Average power	平均功率
Base	基极
Binary Coded Decimal system (BCD)	二-十进制
Binary system	二进制
Boolean algebra	布尔代数
Capacitance	电容
Cathode	阴极
Circuit	电路
Circuit element	电路元件
Circuit model	电路模型
Clock Pulse (CP)	时钟脉冲
Coder	编码器
Collector	集电极
Combination logic circuit	组合逻辑电路
Common-mode rejection ratio	共模抑制比
Common-mode signal	共模信号
Complex impedance	复阻抗
Contactor	接触器
Counter	计数器
Current	电流
Current amplification coefficient	电流放大系数
Decoder	译码器

Differential-mode signal	差模信号
Differentiating circuit	微分电路
Digital-Analog Converter(DAC)	数-模转换器
Digital integrated circuit	数字集成电路
Diode	二极管
Direct Current (DC)	直流
Effective value	有效值
Electric potential	电位
Electromagnetic torque	电磁转矩
Emitter	发射极
Erasable Programmable ROM (EPROM)	可擦可编程只读存储器
Feedback	反馈
Field-Effect Transistor (FET)	场效应管
Flip-flop, Trigger	触发器
Flux	磁通
Flux density	磁感应强度
Frequency converter	变频器
Full adder	全加器
Fuse	熔断器
Gate circuit	门电路
Impedance	阻抗
Inductance	电感
Inductive reactance	感抗
Initial phase	初相位
Integrated Circuit (IC)	集成电路
Integrating circuit	积分电路
Kirchhoff's Current Law (KCL)	基尔霍夫电流定律
Kirchhoff's Voltage Law (KVL)	基尔霍夫电压定律
Knife switch	闸刀开关
Light-Emitting Diode (LED)	发光二极管
Linear resistance	线性电阻
Load	负载
Logic circuit	逻辑电路
Measuring amplifier	测量放大电路
Metal-Oxide-Semiconductor (MOS)	金属-氧化物-半导体
Multivibrator	多谐振荡器
NAND gate	与非门
Negative feedback	负反馈
Neutral conductor	中线

Normally closed contact	动断触点
Normally open contact	动合触点
Ohm	欧姆
Open circuit	开路
Open-circuit voltage	开路电压
Operational amplifier	运算放大器
Oscillation frequency	振荡频率
Pass-band	通频带
Phase sequence	相序
Positive feedback	正反馈
Positive logic	正逻辑
Power	功率
Power factor	功率因数
Programmable ROM (PROM)	可编程只读存储器
Quiescent point	静态工作点
Random Access Memory (RAM)	随机存取存储器
Rated power	额定功率
Rated torque	额定转矩
Rated voltage	额定电压
Ratio of transformation	变比
Reactance	电抗
Reactive power	无功功率
Read-Only Memory (ROM)	只读存储器
Reference direction	参考方向
Register	寄存器
Reluctance	磁阻
Resistance	电阻
Rotating magnetic field	旋转磁场
Rotor	转子
Sample and hold	采样保持
Sequential logic circuit	时序逻辑电路
Series d-c motor	串励电动机
Series resonance	串联谐振
Servomotor	伺服电动机
Single-phase induction motor	单相异步电动机
Slip	转差率
Speed	转速
Speed regulation	调速
Starting current	起动电流

Starting torque	起动转矩
Stator	定子
Steady state	稳态
Step motor	步进电动机
Superposition theorem	叠加原理
Switch	开关
Synchronous speed	同步转速
Thermal overload relay	热继电器
Thevenin's theorem	戴维宁定理
Three-phase circuit	三相电路
Three-phase four-wire system	三相四线制
Three-phase induction motor	三相异步电动机
Three-phase power	三相功率
Thyristor	晶闸管
Time constant	时间常数
Time-delay relay	时间继电器
Torque-speed characteristic	机械特性
Transformer	变压器
Transient state	暂态
Transistor	晶体管
Transistor-Transistor Logic (TTL)	晶体管-晶体管逻辑
Tri-state logic gate	三态逻辑门
Volt	伏特
Voltage	电压
Voltage comparator	电压比较器
Work	功
Zener diode	稳压二极管
Zero drift	零点漂移

Ⅱ. 汽车电控及维修技术常用术语

Acceleration Slip Regulation (ASR)	驱动防滑系统
Accelerator Pedal (AP)	加速踏板
Accessory (Ignition Key Position)	附属装置(点火钥匙位置)
Active Corning Enhancement (ACE)	主动提高转向特性系统
Adjustment	调整
Air Cleaner (ACL)	空气滤清器
Air Conditioning (A/C)	空调
Air Conditioning Clutch (ACC)	空调离合器
Air Flow Sensor (AFS)	空气流量传感器

Air/ Fuel (A/F)　空燃比
Air Injection (AI)　二次空气喷射
Air Injection Value (AIV)　空气喷射阀
Air Temperature Sensor (ATS)　空气温度传感器
Alignment and Balance　定位和平衡
Alternator (ALT)　交流发电机
Anti-lock Brake System (ABS)　制动防抱死系统
Assembly Line Communication Link (ALCL)　总线测试插座
Assembly Line Diagnostic Link (ALDL)　总线诊断插座
Auto Shift Gearbox (ASG)　全自动变速箱
Automated Shift Transmissions (AST)　自动换挡变速器
Automatic Clutch and Throttle System (ACTS)　自动离合器和节气门系统
Automatic Manual Transmission (AMT)　机械式自动变速器
Automatic Transaxle (A/T)　自动变速器
Automatic Transmission (AT)　液力自动变速器
Automatic Transmission Fluid oil (ATF)　自动变速箱用油液
Barometric Pressure Sensor (BP)　大气压力传感器
Battery Positive Voltage (B+)　蓄电池正极
Braking System　制动系统
Camshaft Position Sensor (CPS)　曲轴位置传感器
Capacitive Discharge Ignition (CDI)　电容式点火
Center Air Cooler (CAC)　充气冷却器(中冷器)
Center Control Unit (CCU)　中央控制单元
Central Processing Unit (CPU)　中央处理器
Change Oil　更换机油
Checking Fluid Level　检查液面高度
Checking the Fuses　检查熔断器
Computer Controlled Coil Ignition (CCCI)　计算机控制点火
Continued Fuel Injection (CFI)　连续喷油系统
Continuously Variable Road Sensing Suspension (CVRSS)　连续可调路面感应悬架
Continuously Variable Transmission (CVT)　机械式无极变速器
Controlled Area Network (CAN)　控制器局域网
Converter Clutch Control (CCC)　转换离合器控制
Coolant Temperature Sensor (CTS)　水温传感器
Crank Angle (CA)　曲轴转角
Cruise Control System (CCS)　巡航控制系统
Data Bus (DB)　数据总线
Deposit Particular Filter (DPF)　微粒捕捉器

Diagnostic Trouble Code (DTC)	故障诊断码
Diagnostic Trouble Mode (DTM)	故障诊断模式
Digital Video Disc (DVD)	数字视频光盘
Direct Ignition System (DIS)	直接点火系统
Double Over Head Camshaft (DOHC)	顶置双凸轮轴
Dynamic Flow Ratio (DFR)	动态流量比
Electric Brake force Distribution (EBD)	电子制动力分配
Electrical Spark Advance (ESA)	电子控制的点火提前
Electrically Powered Hydraulic Steering (EPHS)	电控液压助力转向系统
Electronic Control Unit (ECU)	电子控制单元
Electronic Controlled Transmission (ECT)	电子控制变速器
Electronic Diesel Control (EDC)	电控柴油喷射系统控制单元
Electronic 4 Wheels Steering (E4WS)	电子四轮转向系统
Electronic Fuel Injection (EFI)	电控燃油喷射系统
Electronic Ignition (EI)	电子点火(无分器点火)
Electronic Modulated Air Suspension (EMAS)	电控空气悬架
Electronic Power Steering (EPS)	电动助力转向
Electronic Stability Program (ESP)	电子稳定性系统
Electronic Throttle Control (ETC)	电子节气门控制
Electronically Controlled Suspension (ECS)	电控悬架
Engine Management System (EMS)	发动机管理系统
Evaporative Emission (EVAP)	燃油蒸发排放物
Exhaust Gas Oxygen Sensor (EGOS)	排气氧传感器
Exhaust Gas Recirculation (EGR)	排气再循环
Failure Detect System (FDS)	故障诊断检测系统
Failure In Time (FIT)	在一定时间内的故障数
Frequency Modulation/ Amplitude Modulation (FM/AM)	调频/调幅
Fuel Stratified Injection (FSI)	汽油分层燃烧系统
Gas Discharge Lamp (GDL)	气体放电弧光灯
Gasoline Direct Injection (GDI)	缸内直喷汽油发动机
Generator (GEN)	发电机(交流发电机)
Global Position System (GPS)	全球定位系统
Heated Air System (HAS)	空气加热系统
Heavy Duty Vehicle (HDV)	重型车辆
Heavy Goods Vehicle (HGV)	重型货车
High Battery (HB)	高能蓄电池
High Frequency (HF)	高频
High Pressure (HP)	高压

Hydraulic Transmission Fluid (HTF) 液压传动用油
Idle Air Control (IAC) 怠速空气控制
Idle Mixture Adjuster (IMA) 怠速混合调节器
Idle Speed Control (ISC) 怠速控制
Ignition Control Module (ICM) 点火控制组件
Ignition Diagnostic Monitor (IDM) 点火诊断监控器
Ignition Module Signal (IMS) 点火模块信号
Independent Front Suspension (IFS) 前独立悬架
Independent Suspension (IS) 独立悬架
Indirect Fuel Injection (IFI) 间接燃油喷射
Inspection and Maintenance (I&M) 检查与维护
Intake Air Bypass Control solenoid Value (IABCV) 进气旁通单向阀
Intake Air Temperature (IAT) 进气温度
Intake Manifold Runner Control (IMRC) 进气歧管通路控制
Intake Manifold Vacuum (IMV) 进气歧管真空度
Integrated Electronic Ignition (IEI) 整体式电子点火
Intelligent Vehicle Highway System (IVHS) 智能汽车高速公路系统
Internal Combustion Engine (ICE) 内燃机
Low Frequency (LF) 低频
Malfunction Indicator Lamp (MIL) 故障指示灯
Manifold Absolute Pressure (MAP) 进气歧管绝对压力传感器
Manual Transmission (MT) 手动机械变速器
Mass Air Flow (MAF) 空气流量计
Meter 米
Multi-Point Injection (MPI) 多点喷射
Negative Temperature Coefficient (NTC) 负温度系数热敏传感器
Newton-meter 牛顿·米
On-Board Diagnostics (OBD) 车载诊断系统
Over-drive (O/D) 超速挡
PortableDetect Unit (PDU) 携带式诊断检测装置
Pound 磅
Power Steering System (PSS) 动力转向系统
Power Switch (PSW) 全负荷开关信号
Pressure Control Value (PCV) 压力控制阀
Pressure Switch Assemble (PSA) 压力开关总成
Proportion Integral Differential (PID) 比例积分微分
Pulse Air Injection Reaction (PAIR) 脉冲式二次空气喷射
Radio Digital System (RDS) 收音机数字系统
Replacement 更换

Revolutions Per Minute Sensor (RPMS)	发动机转速传感器
Service Precautions	系统服务注意事项
Service Reminder Indicator (SRI)	维修提示指示器
Smart Power Switch (SPS)	智能功率开关
Sports Utility Vehicle (SUV)	运动型多功能车
Supplemental Restraint System (SRS)	安全气囊控制系统
Three Way Catalyst(TWC)	三元催化器
Throttle Body (TB)	节流阀体
Throttle Position Sensor (TPS)	节气门位置传感器
Torque Converter Chuck (TCC)	变矩器离合器
Total Diagnostic Communication Link (TDCL)	总诊断通信线路
Traction Control System (TCS)	牵引力控制系统
Turbo-charge (TC)	涡轮增压器
Valve Timing (VT)	配气相位(气门开闭角度)
Variable Induction System (VIS)	可变进气系统
Vehicle Anti-theft System (VATS)	汽车防盗系统
Washing	清洗
Waxing and Polishing	打蜡和抛光

部分练习题答案

第 1 章

1-1 (1) 电压 U 实际方向上“－”下“＋”，电流 I 实际方向箭头从右向左，$U_a < U_b$。

(2) －10W，产生功率

1-2 0.27A，806.7Ω

1-3 100V，0.01A

1-4 不能，$U_1=60V$，$U_2=160V$

1-5 (1) $I=0$，$P=0$

(2) $I=2A$，$P=20W$

(3) $I=10A$，$P=100W$

1-6 (1) $U=0$，$P=0$

(2) $U=10V$，$P=100W$

(3) $U=50V$，$P=500W$

1-7 (a) 图 $I=2A$，$U=10V$；(b) 图 $I=-2mA$，$U=-60V$

1-8 2V

1-9 S 断开时，$U_A=U_B=12V$；S 闭合时，$U_A=U_B=4V$

1-11 (a) 图 $P_1=-25W$，发生功率；(b) 图 $P_2=90W$，吸收功率

1-12 (a) 图 $I=-4A$，$U=-40V$；(b)图 $I=3A$，$U=36V$

1-13 (a) 图 $U=3V$；$P_R=4.5W$，吸收功率；$P_{I_S}=-3W$，发出功率；$P_{U_S}=-1.5W$，发出功率

(b) 图 $U=-2V$；$P_R=2W$，吸收功率；$P_{I_S}=-5W$，发出功率；$P_{U_S}=3W$，吸收功率

(c) 图 $U_1=3V$；$U_2=-10V$；$P_{R_1}=4.5W$，吸收功率；$P_{R_2}=10W$，吸收功率；$P_{I_S}=-13W$，发出功率；$P_{U_S}=-1.5W$，发出功率

1-14 6A，－90V，$\frac{7}{3}\Omega$

1-15 $U_A=-1V$，$P_{1mA}=-6mW$，电源；$P_{2mA}=6mW$，负载

1-16 7V，12V，10V

1-17 12V，0.169Ω

1-18 $P_{R_1}=2.56W$，$P_{R_2}=29.04W$，$P_{U_S}=8W$，$P_{I_S}=-39.6W$

1-19 10V

1-21 1A

1-22 0.4A

1-23 $\frac{1}{3}$A

1-24 $u_C(t)=13.3e^{-25t}$(V); $i_C(t)=-1.33e^{-25t}$(mA)

1-25 $u_C(t)=30+20e^{-1.12\times10^4 t}$(V); $i(t)=-0.896e^{-1.12\times10^4 t}$(A)

1-26 $i_L(t)=e^{-4\times10^2 t}$(A), $u_L(t)=-4e^{-4\times10^2 t}$(V)

第 2 章

2-1 314rad/s,0.5Hz,2s,10A,7.07A,$-\frac{\pi}{6}$

2-2 $i=10\sqrt{2}\sin(314t-30°)$

2-3 不等于75°,频率不同

2-4 12+j3,4+j9,$50\angle 0°$,$2\angle 73.8°$

2-5 $\dot{U}=220\angle 60°$,$\dot{I}=10\angle -30°$

2-7 (1) × (2) × (3) √ (4) × (5) × (6) × (7) × (8) × (9) √

2-8 (1) √ × √ √

(2) × × √ √ √ ×

2-9 (1) 8Ω,8+j8

(2) $110\sqrt{2}\angle -45°$V,$110\sqrt{2}\angle 45°$V,$19.4\angle -45°$A

2-10 18.4μF

2-11 RL 串联电路,$R=44.78\Omega$,$L=0.1$H

2-12 (a) 2A,(b) $10\sqrt{2}$V,(c) 10A,$100\sqrt{2}$V

2-13 $\dot{I}=2\angle -15.33°$A,$\dot{I}_1=1.64\angle -60.3°$A,$\dot{I}_2=1.45\angle 37.8°$A,$\dot{U}_1=8.2\angle -7°$V,

$\dot{U}_2=4\angle 14.68°$V

2-14 (1) $i_1=44\sqrt{2}\sin(314t-53.1°)$A,

$i_2=22\sqrt{2}\sin(314t+36.9°)$A,

$i_3=49.2\sqrt{2}\sin(314t-26.6°)$A

(2) $\cos\varphi=0.9$,$P=9741.6$W,$Q=4840.6$var,$S=10824$V·A

2-15 $R=10\Omega$,$L=0.172$H

2-16 $\dot{I}_1=2\angle -60°$A,$\dot{I}_2=2\angle 60°$A,$\dot{I}=2\angle 0°$A,$\dot{U}_{ab}=60\angle 0°$V

2-17 (1) 星形联接

(2) $\dot{I}_A=11\angle -30°$A,$\dot{I}_B=11\angle -150°$A,$\dot{I}_C=11\angle 90°$A

2-18 日光灯均匀接在三相上,每相40只(并联); $I_L=I_P=14.54$A

2-19 (1) 三角形联接

(2) $\dot{I}_{AB}=10\angle -45°$A,$\dot{I}_{BC}=10\angle -165°$A,$\dot{I}_{CA}=10\angle 75°$A

$\dot{I}_A = 10\sqrt{3}\angle -75^\circ A$，$\dot{I}_B = 10\sqrt{3}\angle -195^\circ A$，$\dot{I}_C = 10\sqrt{3}\angle 45^\circ A$

2-20 $Z = 7.82\angle 28.36^\circ\Omega$

2-21 （1）65.8A

（2）0.8

（3）34.656kW

第 3 章

3-6 28.6A，78.3A

3-11 0.96A，156N

3-12 （1）230，76，14

（2）0.2A，47V·A

3-13 0.09W

3-14 0.5

3-15 166个，3.03A，45.45A

第 4 章

4-5 二极：$n_1 = 1500$r/min，$n_N = 1470$r/min；

四极：$n_1 = 750$r/min，$n_N = 735$r/min；

六极：$n_1 = 500$r/min，$n_N = 490$r/min；

八极：$n_1 = 375$r/min，$n_N = 367.5$r/min

4-7 （1）起动状态；（2）空载运行状态；（3）电动状态；（4）发电制动状态；（5）制动状态

第 5 章

5-1 $U_{01} = 1.3V$，$U_{02} = 0V$，$U_{03} = -1.3V$，$U_{04} = 2V$，$U_{05} = 1.3V$，$U_{06} = -2V$

5-2 二极管烧毁或电池发热而失效

5-3 （1）$V_F = 0V$，$I = 3.1mA$，$I_1 = I_2 = 1.05mA$

（2）$V_F = 0V$，$I = 3.1mA$，$I_1 = 0$，$I_2 = 3.1mA$

（3）$V_F = 3V$，$I = 2.3mA$，$I_1 = I_2 = 1.15mA$

5-4 （1）$V_F = 9V$，$I = I_1 = 1mA$，$I_2 = 0mA$

（2）$V_F = 5.4V$，$I = I_1 = 0.6mA$，$I_2 = 0mA$

（3）$V_F = 4.74V$，$I = 0.53mA$，$I_1 = I_2 = 0.26mA$

5-5 20℃时，$I_R = 1.25\mu A$；80℃时，$I_R = 80\mu A$

5-6 截止

5-8 硅管不能导通，锗管可以导通；$I_D = 0.304mA$

5-9 (1) 1.4V,6.7V,8.7V,14V

(2) 0.7V,6V

5-10 (1) 3.3V,5V,6V

(2) 稳压管烧坏,$I_{VS}=29\text{mA}>I_{Z\max}$

5-12 6V,5V

5-14 VT_1:NPN型,硅管,①C,②E,③B

VT_2:NPN型,锗管,①B,②E,③C

VT_3:PNP型,硅管,①E,②B,③C

5-15 100mA,30V

5-16 1.01mA,5mA

5-18 截止,饱和

5-19 放大,饱和,截止

5-20 (a) 正常,放大区;(b) 不正常,烧坏;(c) 正常,饱和区;(d)不正常,短路;(e) 正常,截止区;(f) 正常,饱和区;(g) 不正常,烧坏;(h) 正常,放大区

第 6 章

6-1 放大,截止,饱和

6-2 (1) 250.55kΩ

(2) 456Ω

(3) 晶体管烧坏,基极串接定值电阻

(4) 截止失真

6-3 (a) 无,(b) 无,(c) 有,(d) 无

6-4 (b) R_b,(c) R_c,(d) E_c

6-5 (1) 10mA;(2) 0.153W;(3) 2.72kΩ

6-6 (1) $I_B=44.1\mu A$,$I_c=35\text{mA}$,$U_{CE}=10\text{V}$

(2) $\dot{A}_u=-400$

(3) $r_i=0.8\text{k}\Omega$

(4) $r_0=4\text{k}\Omega$

6-7 (1) $\dot{A}_u=-11.70$,$r_i=4.75\text{k}\Omega$,$r_o=10\text{k}\Omega$

(2) $U_i=39.32\text{mV}$

(3) $U_s=47.6\text{mV}$

6-8 (2) R_L 断开:$\dot{A}_u=-141.2$;R_L 接通:$\dot{A}_u=-101.4$

(3) $r_i\approx0.85\text{k}\Omega$,$r_o=2\text{k}\Omega$

6-9 $r_o=2.55\text{k}\Omega$

6-10 $r_o=2\text{k}\Omega$,$U_o=4\text{V}$

6-11 $\dot{A}_{u_1}=-\frac{\beta R_c}{r_{be}+(1+\beta)R_E}, \dot{A}_{u_2}=\frac{(1+\beta)R_E}{r_{be}+(1+\beta)R_E}$

第 7 章

7-2 $R_x=50\text{k}\Omega$

7-4 (1) A_1 为反相加法电路,A_2 为减法电路

(2) $u_o=-1.5\text{V}$

(3) $R_3=12.5\text{k}\Omega$

7-5 (a) $i_L=\frac{1}{R}u_i$,(b) $i_L=\frac{1}{R}u_i$

7-6 -12

7-7 $-2\sim1$

7-8 S 打开:$u_o=2u_i$;S 闭合:$u_o=0.5u_i$

7-10 $U_o=\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)(U_{i1}-U_{i2})$

7-11 $u_{o1}=2.4\text{V}, u_{o2}=3\text{V}, u_{o3}=5.4\text{V}$

7-14 $t=0.8\text{s}$,A_1 为积分求和电路,A_2 为电压比较器

7-15 $u_o=\frac{1}{RC}\int u_i\text{d}t$

7-16 (1) 电压并联负反馈

(2) 电压串联负反馈

(3) 电压串联负反馈

7-17 (a) 电压串联负反馈,稳定输出电压;

(b) 电压并联负反馈,稳定输出电压

7-18 22.1~265.4kHz

7-22 (1) 电压并联负反馈

(2) $u_o=-0.7\text{V}$

(3) $u_o=6\text{V}$

第 8 章

8-1 (1) $(312)_{10}=(100111000)_2=(138)_{16}$

(2) $(176)_{10}=(10110000)_2=(\text{B0})_{16}$

(3) $(25)_{10}=(11001)_2=(19)_{16}$

8-2 (1) $(110)_2=(6)_{10}$

(2) $(10101101)_2=(173)_{10}$

(3) $(1BD)_{16}=(445)_{10}$

8-3　$(6927)_{10}=(1101100001111)_2=(0110100100100111)_{8421}$

8-4　$(100010010011)_2=(2195)_{10}$

$(100010010011)_{8421}=(893)_{10}$

8-6　A

8-8　(1) $F=A+B$,当 A 或 B 为1时,F 为1

(2) $F=AB+C$,当 AB 同为1或 C 为1时,F 为1

(3) $F=(A\oplus B)\cdot C$,当 AB 不同且 C 为1时,F 为1

8-10　(1) $F=A+B+C$

(2) $F=A\bar{B}+D$

8-11　$F=\bar{A}BC+A\bar{B}$

8-12　(a) $F=AB+\bar{A}\bar{B}$(同或)

(b) $X=\bar{A}+B$

$Y=AB+\bar{A}\bar{B}=A\odot B$

$Z=A+\bar{B}$

8-13　全加器

8-14　$F=\bar{B}C+AB=\overline{\overline{\bar{B}C}\cdot\overline{AB}}$

8-15　$F=\bar{A}\bar{B}\bar{C}+ABC$

8-16　设三变量 A、B、C,输出 F

则 $F=\bar{A}\bar{B}\bar{C}+\bar{A}BC+A\bar{B}C+AB\bar{C}$

8-17　设 A、B、C 开机为1,关机为0,报警信号 F

则 $F=AB+B\bar{C}$

8-22　同步五进制加法计数器

8-23　同步七进制加法计数器

8-24　同步五进制计数器

8-25　同步六进制计数器

8-27　(4) 同步五进制计数器

(5) $u_0=\bar{Q}_1+Q_2+Q_3$

8-28　(1) 电阻、电容,$T_W=1.1RC$,$T_W=68.2\text{s}$

(2) $T_W=1.6RC$,$T_W=99.2\text{s}$

8-30　(1) $U_{T_+}=\frac{10}{3}\text{V}$,$U_{T_-}=\frac{5}{3}\text{V}$,$\Delta U_T=\frac{5}{3}\text{V}$;

(3) $U_{T_+}=4\text{V}$,$U_{T_-}=\frac{5}{3}\text{V}$,$\Delta U_T=\frac{7}{3}\text{V}$

8-31　(1) $f=666.7\text{Hz}$

(2) $f=391.6\text{Hz}$

第 9 章

9-5　$\theta=102.1°$

9-6　(1) $U_d=33.75V, I_d=3.375A$

　　(2) $50\sqrt{2}V, 100\sqrt{2}V$

9-7　$200V, 100\sqrt{2}V, 200\sqrt{2}V$

9-8　$U_d=0.9U_2\dfrac{1+\cos\alpha}{2}, I_d=0.9\dfrac{U_2}{R_2}\cdot\dfrac{1+\cos\alpha}{2}$

9-11　(3) (a) 整流电动机状态：U_d 上“+”下“−”，i_d 从上到下，E 上“+”下“−”，$U_d>E$，α 的范围为 0°～90°；

　　(b) 逆变-发电机状态：U_d 上“−”下“+”，i_d 从上到下，E 上“−”下“+”，$U_d<E$，α 的范围为 90°～150°

9-15　工作率变化范围：0.455～0.909，斩波器导通时间：0.364～0.727ms

参 考 文 献

[1] 王鼎,王桂琴.电工电子技术[M].北京:机械工业出版社,2006.
[2] 王桂琴.电工学Ⅰ[M].北京:机械工业出版社,2004.
[3] 常文秀.电工学Ⅱ[M].北京:机械工业出版社,2004.
[4] 张南.电工学[M].北京:高等教育出版社,2002.
[5] 叶挺秀.电工电子学[M].北京:高等教育出版社,1999.
[6] 余孟尝.模拟·数字及电力电子技术[M].北京:机械工业出版社,1999.
[7] 刘立平.电力电子技术[M].北京:中国电力出版社,2007.
[8] 李中发.电工电子技术基础[M].北京:中国水利水电出版社,2003.
[9] 李春明.汽车电器与电路[M].北京:高等教育出版社,2003.
[10] 舒华,姚国平.汽车电器与电子技术[M].北京:人民交通出版社,2004.
[11] 冀旺年.汽车车身电气设备系统及附属电器设备[M].北京:电子工业出版社,2008.
[12] 孙逢春,等.电动汽车[M].北京:北京理工大学出版社,1997.
[13] 刘甫勇,等.汽车电路分析及检测[M].北京:电子工业出版社,2008.
[14] 刘青山,等.看图学修汽车电脑[M].北京:机械工业出版社,2011.
[15] 王芳荣,王鼎.汽车电工电子技术[M].北京:清华大学出版社,2009.